普通高等教育“十三五”规划教材

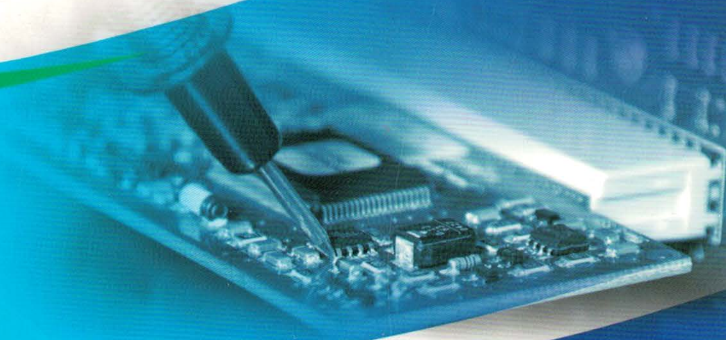
第2版

电工电子技术

下册

Electrical and Electronic Technology

◎ 主编 肖志红







机械工业出版社
CHINA MACHINE PRESS

VISIT…

LANZAROTE Caliente.com

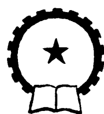
普通高等教育“十三五”规划教材

电工电子技术

下　册

第 2 版

主　编　肖志红
副主编　苏　娟　郭立芝　田亚娟
参　编　韦　敏



机 械 工 业 出 版 社

本教材分上下两册，共 15 章。编写的指导思想是：精选内容，注重基础，突出内容的先进性，同时注重应用，突出工程背景。

本书是下册，共 7 章，内容包括：半导体二极管与整流电路、基本放大电路、集成运算放大器及其应用、直流稳压电源与开关电源、数字电路基础、电力电子技术及其应用、数据采集系统。每章配有难度适中的练习与思考题、习题，并提供了部分习题参考答案。部分章节配有工程应用举例及 Multisim 仿真实例。

本书可作为高等院校工科非电类本科生、大专生及成人教育学生的教材或参考书，还可作为自学考试或相关工程技术人员的参考用书。

本书配有免费电子课件，欢迎选用本书作教材的教师登录 www. cmpedu. com 注册下载或发邮件到 yu57sh@ 163. com 索取。

图书在版编目（CIP）数据

电工电子技术. 下册/肖志红主编. —2 版. —北京：机械工业出版社，2016. 9

普通高等教育“十三五”规划教材

ISBN 978-7-111-54520-0

Ⅰ. ①电… Ⅱ. ①肖… Ⅲ. ①电工技术-高等学校-教材②电子技术-高等学校-教材 Ⅳ. ①TM②TN

中国版本图书馆 CIP 数据核字（2016）第 186994 号

机械工业出版社（北京市百万庄大街 22 号 邮政编码 100037）

策划编辑：于苏华 责任编辑：于苏华 王 康 责任校对：张玉琴

封面设计：张 静 责任印制：常天培

北京圣夫亚美印刷有限公司印刷

2016 年 11 月第 2 版第 1 次印刷

184mm×260mm · 15. 75 印张 · 382 千字

标准书号：ISBN 978-7-111-54520-0

定价：34.00 元

凡购本书，如有缺页、倒页、脱页，由本社发行部调换

电话服务	网络服务
服务咨询热线：010-88379833	机 工 官 网：www. cmpbook. com
读者购书热线：010-88379649	机 工 官 博：weibo. com/cmp1952
	教育服务网：www. cmpedu. com
封面无防伪标均为盗版	金 书 网：www. golden-book. com

第2版前言

自《电工电子技术》第 1 版出版至今，已经六年了。经过六年的教学实践，结合部分读者的反馈信息及电工电子技术的发展，对第 1 版进行了修订。

第 2 版在结构上基本沿用了第 1 版的体系，但内容上做了部分改动。其中对原书中某些内容进行调整，有的加以精简或压缩，有的适当展开或补充，叙述中加强了对重点和难点的处理，重编了部分例题、课后练习与思考题、习题，增加了工程应用举例以便于教学。第 13 章 13.8 节、13.9 节用“555 定时器”和“半导体存储器及可编程逻辑器件”替换了原有内容，在第 15 章增加了“抗干扰措施”和“虚拟仪器”两部分内容。

参加本书修订工作的有西安石油大学韦敏（第 9 章）、郭立芝（第 10 章、第 12 章）、田亚娟（第 11 章）、苏娟（第 13 章、第 14 章）和肖志红（第 15 章）。

由于作者水平有限，不妥和错误之处在所难免，敬请使用本书的教师、同学以及广大读者提出宝贵意见。

编　者

第1版前言

“电工电子技术”是普通高等学校理工科非电类专业的一门非常重要的技术基础课，是一门关于电学科的综合性、导论性、实践性的课程。本课程的中心任务是使非电类专业学生获得电工电子学科方面的基本理论、基本知识和基本技能，为学习后续课程及将来从事工程技术工作和科学研究工作打下基础。

本套教材是以教育部2005年颁发的《高等学校电工学基础课程教学基本要求》为依据，并充分考虑各院校新教学计划学时数及现代电工电子技术的发展趋势，结合编者多年的教学、科研经验编写的。全套教材分上下两册，共15章。

本教材编写的指导思想是：精选内容，注重基础，突出内容的先进性，同时注重应用，突出工程背景。对于非电类专业来说，电工电子技术基础内容多，学时少。因此，在编写教材时，我们注重基础内容的精选，突出电工电子技术的基本概念、基本理论、基本分析方法。在传统理论的基础上，本教材注重理论与实际的结合，大部分章节含有与之内容相适应的工程应用举例以及仿真实例，为理论和方法的学习奠定实际背景基础，同时充分利用软件仿真技术，最大化地提高教学效果。本书可作为普通高等学校理工科非电类专业教材，还可作为自学考试或相关工程技术人员的参考用书。

本教材下册由西安石油大学肖志红主编并统稿，苏娟、郭立芝为副主编，其中第9章由韦敏编写，第10章、第12章由郭立芝编写，第11章由田亚娟编写，第13章、第14章由苏娟编写，第15章由肖志红编写。中英文名词对照由田亚娟整理，部分习题参考答案由韦敏、田亚娟共同整理、编写。

西安石油大学沈金根教授在本书的编写过程中给予了大量的帮助，并提出了许多宝贵意见；西安石油大学电子工程学院各位领导以及电工电子技术教学组胡长岭副教授、严正国副教授、宋久旭老师也对本书给予了大力支持；同时在本书的编写过程中作者吸取了参考文献中多位专家、学者的经验，受益匪浅。在此，对帮助过我们的老师、参考资料的作者、机械工业出版社、西安石油大学教务处、电子工程学院一并致以衷心的感谢。

由于作者水平有限，不妥和错误之处在所难免，敬请使用本书的教师、同学以及广大读者提出宝贵意见。

编　者

目录

第 2 版前言

第 1 版前言

第 9 章　半导体二极管与整流电路 ……… 1

9.1　半导体的导电特性 ……… 1

9.2　PN 结 ……… 3

9.3　半导体二极管 ……… 4

9.4　特殊二极管 ……… 7

9.5　二极管整流电路 ……… 10

习题 ……… 12

第 10 章　基本放大电路 ……… 14

10.1　晶体管 ……… 14

10.2　基本放大电路的组成及其工作原理 … 21

10.3　基本放大电路的分析方法 ……… 24

10.4　多级放大电路 ……… 39

10.5　差动放大电路与功率放大电路 ……… 42

10.6　场效应晶体管及其放大电路 ……… 50

10.7　工程应用举例 ……… 56

10.8　Multisim 仿真 ……… 58

习题 ……… 60

第 11 章　集成运算放大器及其应用 …… 65

11.1　集成运算放大器的基本概念 ……… 65

11.2　运算放大器中的反馈 ……… 70

11.3　信号的运算电路 ……… 74

11.4　信号处理电路 ……… 86

11.5　信号产生电路 ……… 93

11.6　集成运算放大器应用中应注意的几个问题 ……… 97

11.7　工程应用举例 ……… 99

11.8　集成运算放大器电路的 Multisim 仿真 ……… 102

习题 ……… 106

第 12 章　直流稳压电源与开关电源 …… 111

12.1　直流稳压电源 ……… 111

12.2　开关电源 ……… 119

习题 ……… 121

第 13 章　数字电路基础 ……… 123

13.1　数字电路概述 ……… 123

13.2　数字电路中的数制与码制 ……… 124

13.3　逻辑代数 ……… 126

13.4　逻辑门电路 ……… 137

13.5　组合逻辑电路的分析与综合 ……… 141

13.6　双稳态触发器 ……… 155

13.7　寄存器与计数器 ……… 161

13.8　555 定时器 ……… 166

13.9　半导体存储器及可编程逻辑器件 …… 168

13.10　工程应用举例 ……… 171

13.11　数字电路的仿真 ……… 173

习题 ……… 175

第 14 章　电力电子技术及其应用 ……… 180

14.1　电力电子器件 ……… 180

14.2　单相可控整流电路 ……… 192

14.3　交流调压器与直流斩波器 ……… 194

14.4　逆变电路 ……… 194

14.5　工程应用举例 ……… 195

第 15 章　数据采集系统 ……… 197

15.1　传感器 ……… 198

15.2　信号调理电路 ……… 208

15.3　模拟多路开关 ……… 213

15.4　采样/保持器 ……… 215

15.5　模/数转换器 ……… 216

15.6　数据采集系统设计 ……… 222

15.7　抗干扰措施 ……… 224

15.8　虚拟仪器 ……… 231

15.9　工程应用举例 ……… 233

中英文名词对照 ……… 236

部分习题参考答案 ……… 240

参考文献 ……… 244

第9章

半导体二极管与整流电路

半导体二极管是由一个 PN 结构成的半导体器件，在电子电路中具有广泛的应用。本章先讨论半导体的基本知识，再介绍二极管的结构、工作原理、特性曲线、主要参数以及二极管基本电路及其分析方法。

9.1　半导体的导电特性

导电性能介于导体和绝缘体之间的物质称为半导体（Semiconductor），如硅、锗、硒、砷化镓以及大多数金属氧化物和硫化物等。

半导体除了在导电能力方面与导体和绝缘体不同外，还具有其他一些特点。例如，当半导体受到外界光和热的激发时，其导电能力变得很强；在纯净的半导体中掺入微量的杂质后，其导电能力会显著增强。这些特点表明，半导体的导电机理不同于其他物质。为此，必须了解半导体的结构及其导电机理。

9.1.1　本征半导体

纯净的四价元素硅和锗等以共价键形式构成结晶结构，称为晶体（Crystal）。本征半导体（Intrinsic Semiconductor）就是完全纯净的具有晶体结构的半导体。以硅晶体为例，它们的原子排列很有规律，并且每两个相邻原子以共价键结构共有一对价电子，如图 9-1 所示。

本征半导体在环境温度升高或受到光照时产生本征激发，形成自由电子和空穴。电子带负电，空穴带正电，在外电场作用下自由电子移动，相邻的价电子填补空穴而形成空穴移动，它们都能导电，称为载流子，如图 9-2 所示。本征激发产生的自由电子和空穴成对出现，数量取决于环境温度高低，所以本征半导体的性能受温度影响。

9.1.2　杂质半导体

本征半导体虽然同时存在自由电子和空穴两种载流子，但数量极少，电阻率很大，导电能力很差。如果在本征半导体中掺入微量的杂质元素，其导电性可大大提高，这种掺入杂质的半导体，称为杂质半导体（Doped Semiconductor）。根据掺入杂质的不同，杂质半导体可分为两类，即 N 型半导体（电子型半导体）和 P 型半导体（空穴型半导体）。

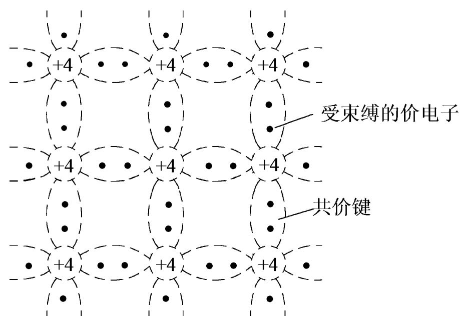


图 9-1　硅晶体的共价键结构

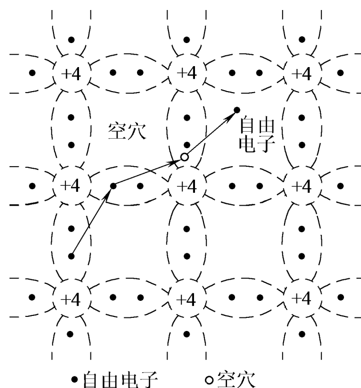


图 9-2　本征激发产生电子空穴对及其移动

1. N 型半导体

在本征硅（或锗）中掺入少量的五价元素，如磷、砷、锑等，就得到 N 型半导体。这时，杂质原子替代了晶格中的某些硅原子，它的四个价电子和周围四个硅原子组成共价键，而多出一个价电子，它不受共价键束缚，只要获得很少的能量就能挣脱磷原子核的吸引而成为自由电子，同时杂质磷原子变成带正电荷的离子，如图 9-3 所示。虽然掺入的磷原子数目不多，但在室温下，每掺入一个磷原子便产生一个自由电子。另外还有少数的电子—空穴对，所以，当掺入五价元素时，自由电子是多子，空穴是少子。因为这种半导体的导电主要依靠电子，所以称为 N 型半导体（N-type Semiconductor）或电子型半导体。

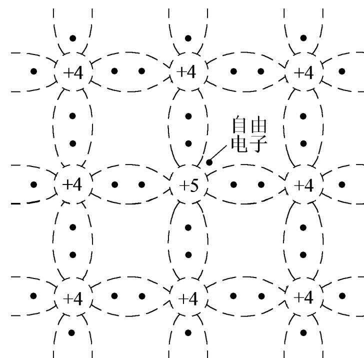


图 9-3　N 型半导体结构

2. P 型半导体

在本征硅（或锗）中掺入少量的三价元素，如硼、铝、铟等，就得到 P 型半导体。这时杂质原子替代了晶格中的某些硅原子，它的三个价电子和相邻的四个硅原子组成共价键时，只有三个共价键是完整的，第四个共价键因缺少一个价电子而出现一个空位，在室温下它很容易吸引邻近硅原子的价电子来填充，于是杂质原子变为带负电荷的离子，而邻近硅原子的共价键因缺少一个电子，出现了一个空穴，如图 9-4 所示。这样每个杂质原子都会提供一个空穴，从而使空穴载流子的数目大大增加。同样，在 P 型半导体中存在着少数电子—空穴对，当掺入三价元素时，空穴是多子，自由电子是少子，故这种杂质半导体叫做 P 型半导体（P-type Semiconductor）或空穴型半导体。

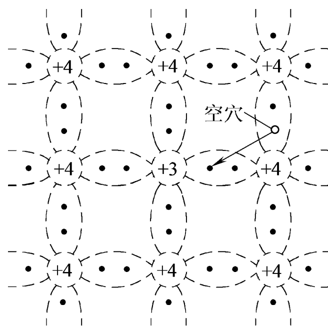


图 9-4　P 型半导体结构

综上所述，杂质半导体中，多子的浓度取决于所掺杂质的浓度，尽管掺入的杂质浓度很小，但通常由杂质原子提供的载流子数却远大于本征载流子数，所以杂质半导体的导电能力比本征半导体要大得多。而少子是由本征激发产生的，故它的浓度与温度或光照密切相关。杂质半导体中正负电荷数量相等，因此仍然保持电中性。

练习与思考题

9-1-1　电子导电和空穴导电有什么区别？空穴电流是不是由自由电子递补空穴形成的？

9-1-2　N 型半导体中的自由电子多于空穴，而 P 型半导体中的空穴多于自由电子，那么 N 型半导体带负电，P 型半导体带正电？

9.2　PN 结

N 型半导体和 P 型半导体并不单独直接用来制造半导体器件，而是通过一定的工艺，使一块 P 型半导体和一块 N 型半导体结合在一起，在它们的交界处形成一个特殊区域，称为 PN 结（PN Junction）。PN 结是构成各种半导体器件的基础。

9.2.1　PN 结的形成

在图 9-5 所示的一块晶体中，两边分别掺入杂质形成 P 型半导体和 N 型半导体。图中，⊖代表得到一个电子的三价杂质离子，带负电；⊕代表失去一个电子的五价杂质离子，带正电。由于 P 型半导体有大量的空穴和少量的电子，N 型半导体有大量的电子和少量的空穴，P 型半导体和 N 型半导体交界面两侧的电子和空穴浓度相差很大。因此空穴要向 N 区扩散，自由电子要向 P 区扩散（所谓扩散就是物质从浓度大的地方向浓度小的地方运动），如图 9-5a所示。扩散的结果在 P 区中靠近交界面的一边出现一层带负电荷的离子区，在 N 区中靠近交界面的一边出现一层带正电荷的离子区。于是在交界面附近形成一个空间电荷区，这个空间电荷区就是 PN 结，如图 9-5b 所示。

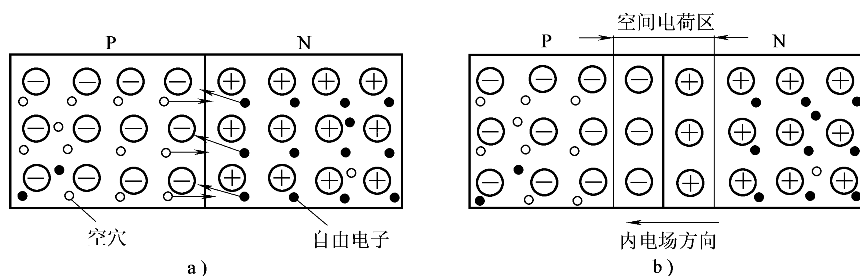


图 9-5　PN 结的形成

正负电荷在交界面两侧形成一个内电场，方向由 N 区指向 P 区。内电场对多数载流子的扩散运动起阻挡作用，但又可以推动少数载流子（P 区的自由电子和 N 区的空穴）越过空间电荷区进入到另一侧。这种少数载流子在内电场作用下的运动称为少数载流子的漂移运动。扩散和漂移既相互联系又相互矛盾。开始时，扩散运动强，此时空间电荷区变宽，内电场变强。在一定条件下（例如温度一定）随着内电场的增强，多数载流子的扩散运动将被削弱，而少数载流子的漂移运动将逐步加强。最后漂移和扩散运动将达到动态平衡，空间电荷区的宽度亦相对稳定，PN 结就趋于稳定，如图 9-6 所示。

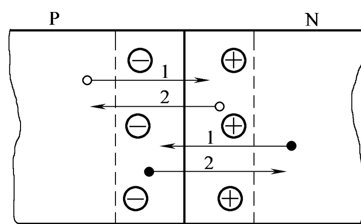


图 9-6　漂移和扩散达到相对平衡

1—多数载流子扩散运动的方向

2—少数载流子漂移运动的方向

PN 结的内电场的电位差约为零点几伏，宽度一般为几微米到几十微米。

9.2.2　PN 结的单向导电性

当 PN 结上加正向电压时，如图 9-7 所示，P 区接外电源的正极，N 区接外电源的负极。由图可知，内电场和外电场的方向相反，在外电场的作用下，多数载流子将被推向空间电荷区，结果是空间电荷区变窄，内电场被削弱，漂移和扩散的平衡被破坏，这将有利于多数载流子的扩散运动（漂移运动更难进行），形成正向扩散电流，此时称为 PN 结导通，PN 结呈现低电阻。在一定范围内，电场越强，正向电流越大。正向电流包括空穴电流和自由电子电流两部分，外电源不断提供电荷，使其电流得以维持。

当在 PN 结上加反向电压时，如图 9-8 所示，即外电源的正极接 N 区，负极接 P 区（称 PN 结反向偏置）。由图可见，外电场方向与内电场方向一致，它将 N 区的多子（电子）从 PN 结附近拉走，将 P 区的多子（空穴）从 PN 结附近拉走，使 PN 结变厚，内电场增强，多数载流子的扩散运动更难进行，但使少数载流子的漂移运动增强。由于少数载流子的浓度很小，因而反向电流也很小，近于反向截止，即 PN 结呈现的反向电阻很高。又因为少数载流子的浓度受温度影响很大，所以温度对反向电流的影响很大。

图 9-7　PN 结加正向电压

图 9-8　PN 结加反向电压

综上所述，PN 结正向偏置时，正向电流很大，PN 结反向偏置时，反向电流很小，这就是 PN 结的单向导电性。理想情况下，可认为 PN 结正向偏置时，电阻为零，PN 结正向导通；PN 结反向偏置时，电阻为无穷大，PN 结反向截止。

练习与思考题

9-2-1　空间电荷区是怎样形成的？

9-2-2　为什么 PN 结的反向电流很小？

9.3　半导体二极管

9.3.1　结构和类型

半导体二极管（Diode）是由 PN 结两端接上电极引线并用管壳封装构成的。由 P 区引出的电极称为阳极，N 区引出的电极称为阴极。由于 PN 结的单向导电性，二极管导通时电

流方向是由阳极流向阴极。

二极管的种类很多，按材料来分，最常用的有硅管、锗管两种；按结构来分，有点接触型、面接触型几种；按用途来分，有普通二极管、整流二极管、稳压二极管等多种。二极管的图形符号如图 9-9a 所示。二极管的外形示意图如图 9-9d 所示。

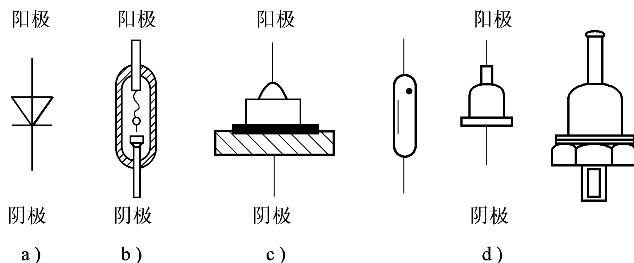


图 9-9　二极管的图形符号、结构和外形示意图
a）图形符号　b）点接触型　c）面接触型　d）外形示意图

从结构来看，点接触型二极管（一般为锗管）如图 9-9b 所示，其特点是 PN 结面积小，结电容小，允许通过的电流较小，可以在高频下工作，常用于高频检波，也可用作数字电路里的开关器件；面接触型二极管（一般为硅管）如图 9-9c 所示，其特点是 PN 结面积大，结电容大，允许通过的电流较大，只能在较低的频率下工作，常用作整流。

9.3.2　伏安特性

二极管的电流与电压的关系曲线 $I=f(V)$，称为二极管的伏安特性，如图 9-10 所示。二极管的核心是一个 PN 结，具有单向导电性。由图 9-10 可见，二极管的伏安特性曲线是非线性的，可分为两部分：正向特性、反向特性。

1. 正向特性

在外加正向电压较小时，外电场不足以克服内电场对多数载流子扩散运动所造成的阻力，电路中的正向电流几乎为零。当正向电压超过一定数值时，才有明显的正向电流，伏安特性的这个范围称为死区，相应的电压称为死区电压。通常硅管的死区电压约为 0.5V，锗管的死区电压约为 0.1V。而在正向电压大于死区电压后，正向电流迅速增长，曲线近似上升的直线，电流迅速增加，二极管的正向压降变化却很小。在伏安特性的这一区域，硅管正向压降约为 0.6～0.8V，锗管的正向压降约为 0.2～0.3V。二极管的伏安特性对温度很敏感，如图 9-10 所示，温度升高时，正向特性曲线向左移，这说明，对应同样大小的正向电流，正向压降随温升而减小。研究表明，温度每升高 10℃，正向压降减小 2mV。

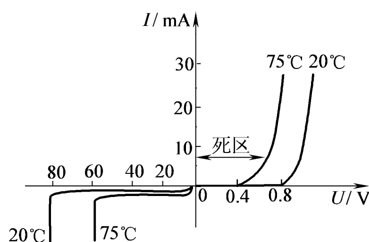


图 9-10　二极管的伏安特性

2. 反向特性

在反向电压作用下，少数载流子漂移形成的反向电流很小，在反向电压不超过某一范围时，反向电流基本恒定，通常称之为反向饱和电流。一般小功率锗管的反向电流约为几十到几百微安，而小功率硅管的反向电流要小得多，一般在 0.1μA 以下。当温度升高时，少数载流子数目增加，使反向电流增大，特性曲线下移。研究表明，温度每升高 100℃，反向电

流近似增大一倍。当反向电压继续增加到某一电压时，反向电流剧增，二极管失去单向导电性，称为反向击穿，该电压称为反向击穿电压。二极管正常工作时，不允许出现这种情况。

9.3.3　主要参数

二极管的特性除用伏安特性曲线表示外，参数同样能反映出二极管的电性能，器件的参数是正确选择和使用器件的依据。半导体二极管的主要参数有以下几个：

1）最大整流电流 I_{OM}。I_{OM} 指的是二极管长期工作时，允许通过的最大的正向平均电流。在使用时，若电流超过这个数值，将使 PN 结过热而把管子烧坏。

2）反向工作峰值电压 U_{RWM}。U_{RWM} 是指管子不被击穿所允许的最大反向电压。一般这个参数是二极管反向击穿电压的一半，若反向电压超过这个数值，管子将会有击穿的危险。

3）反向峰值电流 I_{RM}。I_{RM} 是指二极管加反向电压 U_{RWM} 时的反向电流值，I_{RM} 越小，二极管的单向导电性越好。I_{RM} 受温度影响很大，使用时要加以注意。硅管的反向电流较小，一般在几微安以下，锗管的反向电流较大，为硅管的几十到几百倍。

4）最高工作频率 f_M。由于 PN 结的电容效应，二极管在外加高频交流电压时，单向导电作用变差。f_M 是二极管单向导电作用开始明显退化时交流信号的频率。

半导体二极管应用十分广泛，利用其单向导电特性，可实现整流、限幅、钳位、保护、开关等功能。下面介绍两种基本应用电路。

1. 限幅电路

例 9-1　如图 9-11 所示，已知 $u_i = 10\sin\omega t$V，$E = 5$V，试分析工作原理，并作出输出电压 u_o 的波形。

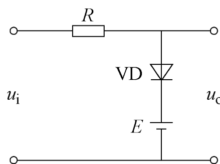


图 9-11　例 9-1 图

解：(1) 二极管导通的条件是 $u_i > E$，由于 VD 为理想二极管，VD 一旦导通，管压降为零，此时 $u_o = E$。

(2) 当 $u_i \leq E$ 时，二极管截止，该支路断开，R 中无电流，其压降为零，所以 $u_o = u_i$。

(3) 根据以上分析，可作出 u_o 的波形，如图 9-12 所示（作图时，u_o 和 u_i 的波形在时间轴上要对应）。由图可见，输出电压的正向幅度被限制在 5V。

2. 钳位电路

例 9-2　在图 9-13 中，输入端 A 的电位 $V_A = 4$V，B 的电位 $V_B = 0$V，求输出端 F 的电位 V_F。电阻 R 接负电源 -10V。

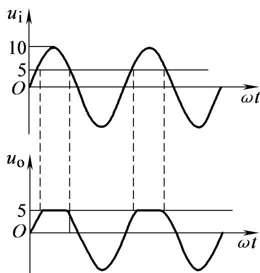


图 9-12　例 9-1u_o 的波形

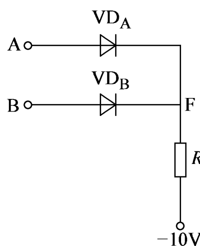


图 9-13　例 9-2 图

解：因为 A 端电位比 B 端电位高，所以 VD_A 优先导通。若二极管的正向电压为 0.3V，

则 $V_F = V_A - 0.3V = 3.7V$，当 VD_A 导通后，VD_B 上加的是反向电压，因而截止。在这里，VD_A 起钳位作用，把 F 端的电位钳在 3.7V；VD_B 起隔离作用，把输入端 B 和输出端 F 隔离开来。

练习与思考题

9-3-1　什么是死区电压？产生死区电压的原因是什么？硅管和锗管的死区电压的典型值约为多少？

9-3-2　二极管的反向饱和电流与外加反向电压及环境温度的关系？

9.4　特殊二极管

上面介绍了普通二极管，下面再介绍一些特殊二极管，如稳压二极管（Zener Diode）、发光二极管（Light Emitting Diode）、光电二极管（Photodiode）。

9.4.1　稳压二极管

稳压二极管（简称稳压管）是一种特殊的面接触型半导体硅二极管，具有稳定电压的作用。稳压管在电路中的正确连接方法如图 9-14 所示；图 9-15a 和 b 为稳压管的伏安特性及图形符号。由图可见，其正向特性和普通二极管相同，反向电压较小时，反向电流很小，反向电压较大时，稳压管击穿，反向电流急剧增加，但管子两端的电压几乎不变，近似于恒压特性。稳压管正常工作时就是工作在反向击穿区，用它来提供稳定的电压。从稳压管的反向特性曲线可以看出，当反向电压较小时，反向电流几乎为零，当反向电压增高到击穿电压 U_Z（也是稳压管的工作电压）时，反向电流 I_Z（稳压管的工作电流）会急剧增加，稳压管反向击穿。在特性曲线 ab 段，当 I_Z 在较大范围内变化时，稳压管两端电压 U_Z 基本不变，具有恒压特性，利用这一特性可以起到稳定电压的作用。

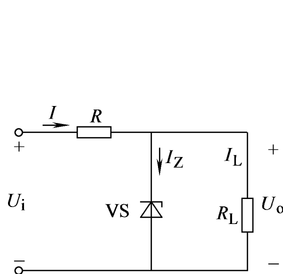


图 9-14　稳压管的电路

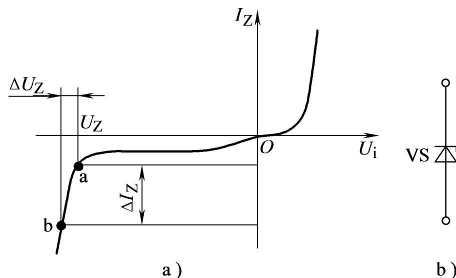


图 9-15　稳压管的伏安特性及图形符号

稳压管与一般二极管不一样，它的反向击穿是可逆的，只要反向电流不超过稳压管的允许范围，PN 结就不会过热损坏，当外加反向电压去除后，稳压管恢复原性能，所以稳压管具有良好的重复击穿特性。

1. 稳压管的主要参数

1）稳定电压 U_Z。稳定电压 U_Z 指稳压管正常工作时，管子两端的电压。由于制造工艺的原因，稳压值也有一定的分散性，如 2DW7A 型稳压管，在工作电流为 10mA 时，U_Z 在

5.8～6.6V 之间。但就某一只稳压管而言，其稳定电压 U_Z 的值是固定的，所以在实际使用中，要对管子进行测试和挑选。

2）动态电阻 r_Z。动态电阻是指稳压管正常工作时，其电压的变化量与相应的电流的变化量的比值

$$r_Z = \frac{\Delta U_Z}{\Delta I_Z} \tag{9-1}$$

稳压管的反向特性越陡，r_Z 越小，稳压性能就越好。

3）稳定电流 I_Z。稳定电流是指当稳压管两端的电压等于稳定电压时，稳压管中通过的反向电流。只有 $I \geqslant I_Z$，才能保证稳压电路有较好的稳压效果。

4）最大稳定电流 I_{ZM}。允许通过的最大反向电流，$I > I_{ZM}$时管子会因过热而损坏。

5）最大允许功耗 P_{ZM}。最大允许耗散功率是指稳压管的 PN 结不至于由于结温过高而损坏的最大功率。它与稳压管的材料、结构及工艺有关，它等于稳定电压 U_Z 和最大稳定电流 I_{ZM}的乘积。如 2CW15 型稳压管的最大允许耗散功率为 250mW。

6）电压温度系数 α_V。温度变化 10℃时，稳定电压变化的百分数定义为电压温度系数。电压温度系数越小，温度稳定性越好，通常硅稳压管在 U_Z 低于 4V 时具有负温度系数，高于 6V 时具有正温度系数，U_Z 在 4～6V 之间，温度系数很小。

2. 稳压管稳压原理

稳压管正常工作的条件有两点：一是工作在反向击穿状态；二是稳压管中的电流要在稳定电流和最大允许电流之间。当稳压管正偏时，它相当于一个普通二极管。图 9-14 所示为最常用的稳压电路，其中，U_i 为未经稳定的直流输入电压，R 为限流电阻，R_L 为负载电阻，U_o 为稳压电路的输出电压。当 U_i 或 R_L 变化时，稳压管中的电流发生变化，但在一定范围内其端电压变化很小，因此起到稳定输出电压的作用。

1）负载电阻 R_L 变化。设负载电阻 R_L 减小，输出电压 U_o 将下降，由于稳压管并联在输出端，由稳压管伏安特性可见，电流 I_Z 将急剧减小，流过 R 上的电流 I_R 也减小，导致 R 上的压降 U_R 下降，以此来补偿 U_o 的下降，从而保证输出电压 U_o 基本不变。这一过程可表示如下：

$$R_L\downarrow \to U_o\downarrow \to U_Z\downarrow \to I_Z\downarrow \to I\downarrow \to IR\downarrow$$
$$U_o\uparrow \leftarrow \cdots\cdots\cdots\cdots\cdots\cdots$$

2）输入电压 U_i 变化。设 U_i 增加，输出电压 U_o 也将增加，由稳压管伏安特性可见，I_Z 将急剧增大，则流过 R 上的电流 I_R 也增加，导致 R 上的压降增大，以此来抵消 U_i 的升高，从而使输出电压 U_o 基本保持不变，这一过程可表示如下：

$$U_i\uparrow \to U_o\uparrow \to U_Z\uparrow \to I_Z\uparrow \to I\uparrow \to IR\uparrow$$
$$U_o\downarrow \leftarrow \cdots\cdots\cdots\cdots\cdots\cdots$$

例 9-3　图 9-16 所示电路中，已知 $U_Z = 14\text{V}$，$I_{ZM} = 18\text{mA}$，$I_Z = 5\text{mA}$，负载电阻 $R_L = 2\text{k}\Omega$，当输入电压由正常值发生 ±20% 的波动时，要求负载两端电压基本不变，试确定输入电压 U_i 的正常值和限流电阻 R 的数值。

解： 负载两端电压 U_L 就是稳压管的端电压 U_Z，当 U_i 发生波动时，必然使限流电阻 R

上的压降和 U_Z 发生变动，引起稳压管电流的变化，只要在I_{ZM} ~ I_Z 范围内变动，可以认为 U_Z 即 U_L 基本上未变动，这就是稳压管的稳压作用。

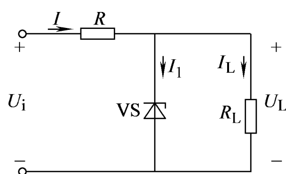


图 9-16　例 9-3 图

（1）当 U_i 向上波动 20%，即 1.2U_i 时，认为 $I_1 = I_{ZM} =$ 18mA，因此有

$$I = I_{ZM} + I_L = 18 + \frac{U_Z}{R_L} = \left(18 + \frac{14}{2}\right)\text{mA} = 25\text{mA}$$

由 KVL 得

$$1.2U_i = IR + U_L = 25 \times 10^{-3} \times R + 14$$

（2）当 U_i 向下波动 20%，即 0.8U_i 时，认为 I_1 = 5mA，因此有

$$I = I_Z + I_L = 5 + \frac{U_Z}{R_L} = \left(5 + \frac{14}{2}\right)\text{mA} = 12\text{mA}$$

由 KVL 得

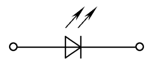
$$0.8U_i = IR + U_L = 12 \times 10^{-3} \times R + 14$$

联立方程组可得

$$U_i = 32.6\text{V}, R = 1001.8\Omega$$

9.4.2　发光二极管

发光二极管通常用元素周期表中Ⅲ ~ Ⅴ族元素的化合物（如砷化镓、磷化镓等）制成。这种管子当通过正向电流时会发出可见光，这是由于电子与空穴直接复合释放出多余能量的结果。发光的颜色与所用的材料有关，有红、黄、绿等。发光二极管的图形符号如图 9-17 所示。发光二极管的死区电压比普通二极管高，正向电压约为 1.5 ~2.5V，发光强度与正向电流大小成正比，正向工作电流一般为几毫安到几十毫安。发光二极管常用作显示器件，除单个使用时，也常做成七段数码管或矩阵式大屏幕显示器。


图 9-17　发光二极管的图形符号

9.4.3　光电二极管

光电二极管又称光敏二极管，是一种将光信号转换为电信号的特殊二极管（受光器件）。与普通二极管一样，其基本结构也是一个 PN 结，它的管壳上开有一个嵌着玻璃的窗口，以便光线的射入。光电二极管的图形符号如图 9-18 所示。

当光电二极管工作在反向偏置下，无光照时，流过光电二极管的电流（称暗电流）很小；当光线照射于它的 PN 结时，可以成对地产生自由电子和空穴，使半导体中少数载流子的浓度提高。这些载流子在一定的反向偏置电压作用下可以产生漂移电流，使反向电流增加。如 2AU1B 光电二极管的暗电流小于 10μA，光电流达 40μA。利用光电二极管制成光电传感器，可以把非电信号转变为电信号，实现控制或测量等。如果把发光二极管和光电二极管组合并封装在一起，则构成二极管型光电耦合器。光电耦合器可以实现输入和输出电路的电气隔离和实现信号的单方向传递，它常用在数/模转换电路或计算机控制系统中作接口电路。

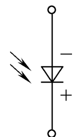


图 9-18　光电二极管的图形符号

光电二极管的主要参数如下：

1）暗电流。指无光照时的反向饱和电流。一般小于1μA。

2）光电流。指在额定照度下的反向电流。一般为几十毫安。

3）灵敏度。指在给定波长（如0.9μm）的单位光功率时，光电二极管产生的光电流。一般不小于0.5μA/μW。

4）峰值波长。指使光电二极管具有最高响应灵敏度（光电流最大）的光波长。一般光电二极管的峰值波长在可见光和红外线范围内。

5）响应时间。指加定量光照后，光电流达到稳定值的63%所需要的时间。一般为10～7s。

光电二极管作为光控元件可用于各种物体检测、光电控制、自动报警等方面。当制成大面积的光电二极管时，可当作一种能源而称为光电池。此时它不需要外加电源，能够直接把光能变成电能。

练习与思考题

9-4-1　为什么稳压管的动态电阻越小稳压效果越好?

9-4-2　光电二极管在使用时是正向连接还是反向连接?

9.5　二极管整流电路

大多数电路中，通常都需要电压稳定的直流电源供电。小功率稳压电源主要由电源变压器、整流、滤波和稳压电路四部分组成。下面主要介绍整流电路（Rectifier Circuit）。

整流电路的任务是将交流电变换成直流电。完成这一任务主要靠二极管的单向导电作用，因此二极管是构成整流电路的关键元件。为简单起见，下面分析整流电路时，把二极管当作理想元件来处理（正向导通电阻为零，反向电阻为无穷大）。

9.5.1　半波整流电路

图9-19所示为单相半波整流电路。图中，变压器二次电压 $u_2=\sqrt{2}U_2\sin\omega t$。下面将VD看作理想元件，分析电路的工作原理。

当 u_2 为正半周时，a点电位高于b点，VD处于正向导通状态，所以

$$u_o = u_2, i_D = i_o = \frac{u_o}{R_L}$$

当 u_2 为负半周时，a点电位低于b点，VD处于反向截止状态，所以：$i_D=i_o=0$，$u_o=i_oR_L=0$，$u_D=u_2$。

根据以上分析，作出 u_2、u_D、i_D、u_o、i_o 的波形，如图9-20所示。
可见输出为单向脉动电压。通常，负载上的电压用一个周期的平均值来说明它的大小，单相半波整流输出平均电压为

$$U_o = \frac{1}{2\pi}\int_0^{\pi}\sqrt{2}U_2\sin\omega t\,\mathrm{d}\omega t = \frac{\sqrt{2}}{\pi}U_2 = 0.45U_2 \tag{9-2}$$

平均电流为

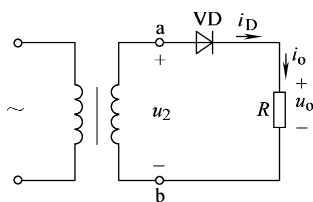


图 9-19　单相半波整流电路

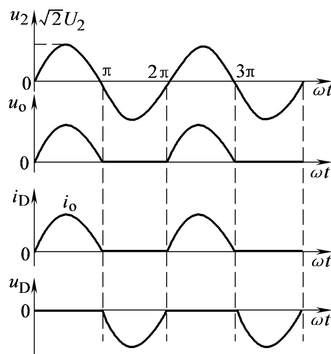


图 9-20　单相半波整流波形

$$I_o = \frac{0.45U_2}{R_L} \tag{9-3}$$

单相半波整流电路中二极管的平均电流就是整流输出的电流，即

$$I_D = I_o \tag{9-4}$$

二极管截止时承受的最大反向电压可从图 9-20 看出。在 u_2 负半周时，VD 所承受到的最大反向电压为 u_2 的最大值，即

$$U_{DRM} = \sqrt{2}U_2 \tag{9-5}$$

9.5.2　桥式整流电路

单相桥式整流电路如图 9-21 所示。图中，T 为电源变压器，它的作用是将交流电网电压 u_1 变成整流电路要求的交流电压 $u_2 = \sqrt{2}U_2\sin\omega t$，$R_L$ 是要求直流供电的负载电阻，四只整流二极管 $VD_1 \sim VD_4$ 接成电桥的形式，故有桥式整流电路之称。图 9-22 是它的简化画法。

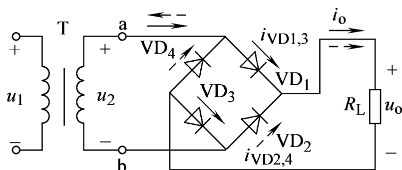


图 9-21　单相桥式整流电路

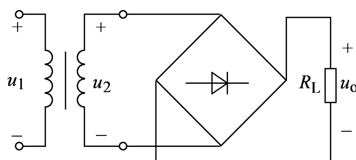


图 9-22　单相桥式整流电路简图

在电源电压 u_2 的正、负半周（设 a 端为正，b 端为负时是正半周）内电流通路分别用图 9-21 中实线和虚线箭头表示。负载 R_L 上的电压 u_o 的波形如图 9-23 所示。电流 i_o 的波形与 u_o 的波形相同。显然，它们都是单方向的全波脉动波形。

单相桥式整流电压的平均值为

$$U_o = \frac{1}{\pi}\int_0^{\pi}\sqrt{2}U_2\sin\omega t\,\mathrm{d}\omega t = \frac{2\sqrt{2}}{\pi}U_2 = 0.9U_2 \tag{9-6}$$

直流电流为

$$I_o = \frac{0.9U_2}{R_L} \tag{9-7}$$

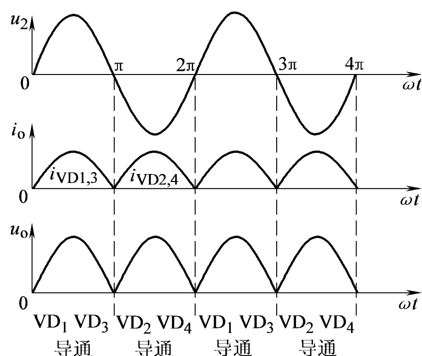


图 9-23　单相桥式整流电路波形

在桥式整流电路中，二极管 VD_1、VD_3 和 VD_2、VD_4 是两两轮流导通的，所以流经每个二极管的平均电流为

$$I_D = \frac{1}{2}I_o = \frac{0.45U_2}{R_L} \tag{9-8}$$

二极管在截止时管子承受的最大反向电压可从图 9-21 看出。在 u_2 正半周时，VD_1、VD_3 导通，VD_2、VD_4 截止。此时 VD_2、VD_4 所承受到的最大反向电压均为 u_2 的最大值，即

$$U_{DRM} = \sqrt{2}U_2 \tag{9-9}$$

同理，在 u_2 的负半周 VD_1、VD_3 也承受同样大小的反向电压。

桥式整流电路的优点是输出电压高，纹波电压较小，管子所承受的最大反向电压较低，同时因电源变压器在正负半周内都有电流供给负载，电源变压器得到充分的利用，效率较高。因此，这种电路在半导体整流电路中得到了广泛的应用。电路的缺点是二极管用得较多。

练习与思考题

9-5-1　整流电路的作用是什么？整流电路主要利用了二极管的什么性质？

9-5-2　在整流电路中，选择二极管要考虑哪些主要因素？

习　　题

9-1　什么是半导体？常用的半导体材料有哪些？什么是 N 型半导体？什么是 P 型半导体？

9-2　什么是 PN 结？PN 结正向偏置与反向偏置时各有什么特点？

9-3　在图 9-24 所示的各电路中，已知 $E=5\text{V}$，$u_i=10\sin\omega t\text{V}$，二极管的正向压降可忽略不计，试分别画出输出电压 u_o 的波形。

9-4　电路如图 9-25 所示，已知 $u_i=5\sin\omega t\text{V}$，二极管的正向压降可忽略不计。试画出 u_i 与 u_o 的波形。

9-5　二极管电路如图 9-26 所示，VD_1、VD_2 为理想二极管，求 AB 两端的电压 U_{AB}。

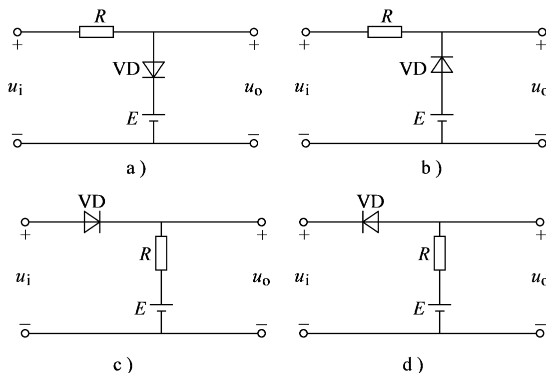


图 9-24　习题 9-3 图

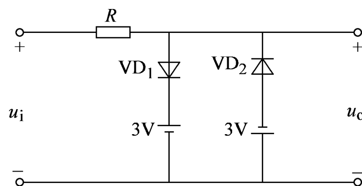


图 9-25　习题 9-4 图

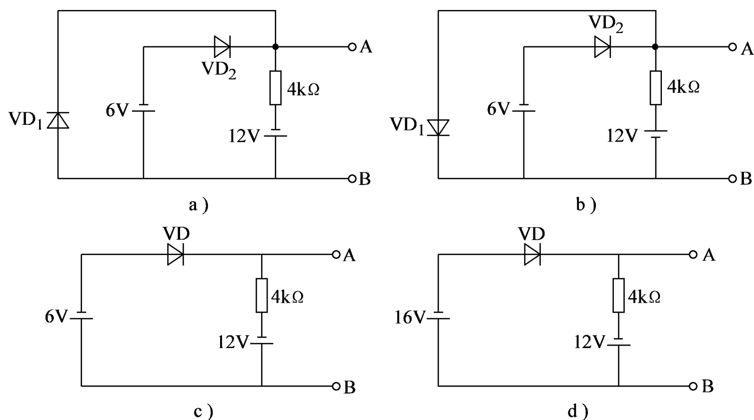


图9-26　习题9-5图

9-6　在图9-27所示的电路中，已知 $u_i = 20\sin\omega t$V，二极管的正向压降可忽略不计，试分别画出输出电压 u_o 的波形。

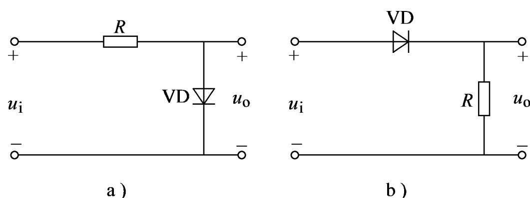


图9-27　习题9-6图

9-7　在图9-28所示的电路中，试求下列几种情况下输出端电位 V_Y 及二极管中通过的电流，设二极管的正向电阻为零，反向电阻为无穷大。（1）$V_A = 10$V，$V_B = 0$V；（2）$V_A = 6$V，$V_B = 5.8$V；（3）$V_A = V_B = 7$V。

9-8　在图9-29所示电路中，$E = 21$V，$R_1 = 1000\Omega$，$R_2 = 1100\Omega$，稳压管VS的稳定电压 $U_Z = 10$V，最大稳定电流 $I_{ZM} = 7$mA。求稳压管中通过的电流 I_Z，是否超过了 I_{ZM}？如果超过，可以采取什么措施？

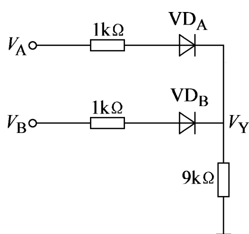


图9-28　习题9-7图

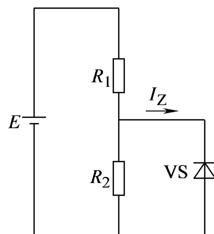


图9-29　习题9-8图

9-9　有两个稳压管 VS_1 和 VS_2，其稳定电压分别为6.5V和9.5V，正向压降都是0.5V。如果要得到0.5V、3V、7V、10V和16V几种稳定电压，这两个稳压管（还有限流电阻）应该如何连接？画出各个电路。

9-10　单相桥式整流电路中若有一个二极管被断路、短路、反接，电路会出现什么情况？

第 10 章

基本放大电路

在生产和科学实验中，往往需要将微弱的信号进行放大，以便去控制较大功率的负载，这就需要用到放大电路。例如，在自动控制机床上，需要将反映加工要求的控制信号加以放大，得到一定输出功率以推动执行元件（电磁铁、电动机、液压机构等）。又例如在收音机和电视机中，也是将天线接收到的微弱信号放大到足以推动扬声器和显像管的程度。可见放大电路是模拟电路中最基本的电路，是构成其他模拟电路如滤波、振荡、稳压等功能电路的基本单元电路，大多数模拟电子系统都有不同类型的放大电路。

本章首先介绍三极管的结构、电流放大原理、输入和输出特性以及主要电参数。随后着重介绍放大电路的三种组态，即共发射极、共集电极和共基极三种基本放大电路。以单管共射极放大电路为例，说明放大电路的组成和工作原理，其次介绍了放大电路的静态和动态分析方法，并对共集电极放大电路、功率放大电路、多级放大电路和差动放大电路进行研究，最后介绍场效应晶体管及场效应晶体管放大电路的特点和分析方法。

10.1　晶体管

晶体管（Transistor）又称半导体三极管，是一种重要的半导体器件，它是通过一定的工艺，将两个 PN 结结合在一起的，由于 PN 结之间的相互影响，使晶体管表现出不同于单个 PN 结的特性而具有电流放大作用，它的放大作用和开关作用促使电子技术飞跃发展。利用晶体管的电流放大作用组成放大电路，也可以利用晶体管的开关作用作为电子开关进行自动控制等。

10.1.1　晶体管的基本结构

晶体管的种类很多，按工作频率分，有高频管和低频管；按耗散功率分，有大、中、小功率管；按半导体材料分，有硅管和锗管等。

晶体管的结构目前最常用的有平面型和合金型两类，如图 10-1 所示。硅管主要是平面型，锗管都是合金型。

不论平面型还是合金型的晶体管，都是在一块半导体基片上，经过一定工艺制成三个掺杂区，根据三个区使用的半导体材料不同，可分成 NPN 型或 PNP 型两种不同类型的晶体管，

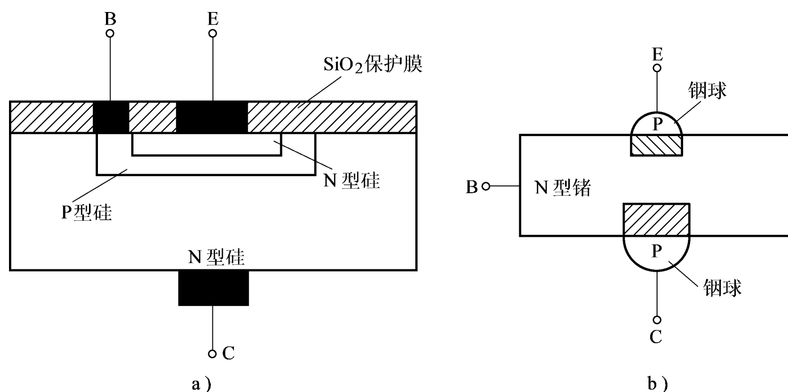


图 10-1　晶体管的结构

a）平面型　b）合金型

每一类晶体管的三个区分别叫发射区、基区和集电区，由发射区、基区和集电区分别引出发射极 E(Emitter)、基极 B(Base) 和集电极 C(Collector)，其结构示意图和图形符号如图 10-2 所示。两种晶体管符号的区别是发射极的箭头方向不同，该箭头方向表示发射结加正向电压时的电流方向。当前国内生产的硅晶体管多为 NPN 型（3D 系列），锗晶体管多为 PNP 型（3A 系列）。

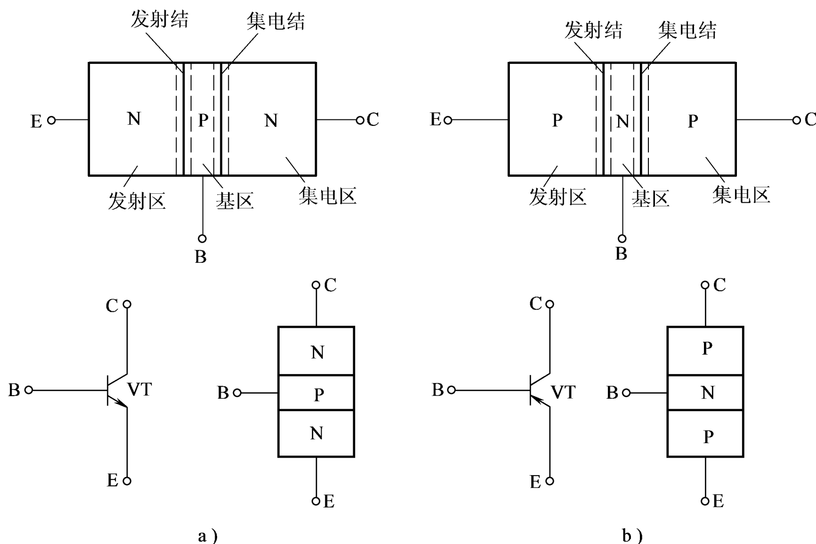


图 10-2　晶体管的结构示意图和图形符号

a）NPN 型晶体管　b）PNP 型晶体管

晶体管有两个 PN 结。基区和发射区之间的结称为发射结，基区和集电区之间的结称为集电结。

为保证晶体管具有电流放大作用，结构上具有如下特点：

1）发射区的掺杂浓度大，以保证有足够的载流子可供发射。

2）集电区的面积大，以便收集从发射区发射来的载流子。

3）基区做得很薄（一般只有 1μm 至几十微米），且掺杂浓度低，以减小基极电流，即

增强基极电流的控制作用。

NPN 型和 PNP 型晶体管的工作原理相似，仅在使用时工作电源极性连接不同而已。下面以 NPN 型晶体管为例进行分析讨论，所得结论对于 PNP 型晶体管同样适用。

10.1.2　晶体管的电流分配和放大原理

晶体管结构上的特点决定了它具备电流放大作用的内部条件。为了实现电流放大作用，还必须具备一定的外部条件，这就是要使它的发射结正向偏置，集电结反向偏置。为了了解晶体管的放大原理和其中电流的分配，将晶体管接成如图 10-3 所示电路，图中晶体管的基极、发射极和基极电阻 R_B、电源 E_B 相连接，组成基极电路；集电极、发射极和集电极电阻 R_C、电源 E_C 相连接，组成集电极电路。由于发射极是基极电路和集电极电路的公共端，故称为共发射极电路。下面以共发射极电路为例讨论载流子在 NPN 型晶体管内部的运动规律。

1. 晶体管内载流子的运动情况

（1）发射区向基区扩散电子

由于发射结处于正向偏置，多数载流子的扩散运动得到加强，因此发射区的多数载流子（自由电子）不断扩散到基区，并不断从电源补充进电子，形成发射极电流 I_E。基区的多数载流子（空穴）也会在外电场的作用下扩散到发射区，但由于基区空穴浓度比发射区的自由电子浓度小得多，因此空穴电流很小，可以略去不计。因此，可以认为发射极电流主要是电子电流，如图 10-3 所示。

（2）电子在基区扩散和复合

电子到达基区以后，由于靠近发射结的自由电子很多，靠近集电结的自由电子很少，形成了浓度上的差别，因而自由电子就要向集电区继续扩散。在扩散过程中，自由电子与基区中的空穴相遇而复合。同时基区正电源不断地从基区拉走电子，相当于不断补充基区中被复合掉的空穴，这样，就形成电流 I_{BE}，它基本上等于基极电流 I_B。

（3）集电极收集从发射区扩散过来的电子

由于集电结反向偏置，这个反向电压产生的电场将阻止集电区的电子向基区扩散，但可将从发射区扩散到基区并到达集电区边缘的自由电子拉入集电区，从而形成电流 I_{CE}，它基本上等于集电极电流 I_C。

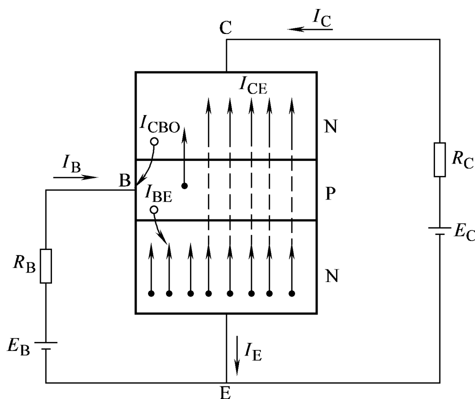


图 10-3　晶体管中载流子的运动情况

除此之外，由于集电结反向偏置，集电区的少数载流子（空穴）和基区的少数载流子（电子）向对方运动形成电流 I_{CBO}。这一电流数值很小，它构成集电极电流 I_C 和基极电流 I_B 的一小部分，但受温度影响很大，并与外加电压的大小关系不大。

由以上分析可知，晶体管的工作依赖于两种载流子：电子和空穴，因此又称为双极型晶体管（常缩写为 BJT）。

2. 晶体管各电极电流的分配关系

由图 10-3 可得晶体管各电极的电流分别为

$$\left.\begin{aligned} I_C &= I_{CE} + I_{CBO} \\ I_B &= I_{BE} - I_{CBO} \\ I_E &= I_{BE} + I_{CE} = I_B + I_C \end{aligned}\right\} \qquad (10\text{-}1)$$

如上所述，从发射区扩散到基区的电子中只有很小一部分在基区复合形成电流 I_{BE}，绝大部分到达集电区形成电流 I_{CE}。也就是构成发射极电流 I_E 的两部分中，I_{BE}部分是很小的，而 I_{CE}部分所占的百分比大，这个比值用 $\bar{\beta}$ 表示，即

$$\bar{\beta} = \frac{I_{CE}}{I_{BE}} = \frac{I_C - I_{CBO}}{I_B + I_{CBO}} \approx \frac{I_C}{I_B} \qquad (10\text{-}2)$$

式中，$\bar{\beta}$ 是共发射极静态电流（直流）放大系数，通常，$\bar{\beta} = 20 \sim 200$。

改变基极回路的小电流 I_B 即能实现对集电极回路的大电流 I_C 的控制，这就是晶体管的电流放大作用。

10.1.3　晶体管共发射极接法的特性曲线

晶体管的特性曲线是用来表示该晶体管各电极电压和电流之间相互关系的，它反映了晶体管的性能，是设计、分析放大电路的重要依据。最常用的是共发射极接法的输入特性曲线和输出特性曲线。这些特性曲线可用晶体管特性图示仪直观地显示出来，也可以通过图 10-4 所示的实验电路进行测绘。

1. 输入特性曲线（Input Characteristic Curvilinear）

晶体管的输入特性曲线是指当集—射极电压 U_{CE}为常数时，输入回路（基极电路）中基极电流 I_B 与基—射极电压 U_{BE}之间的关系曲线 $I_B = f(U_{BE})$，如图 10-5 所示。

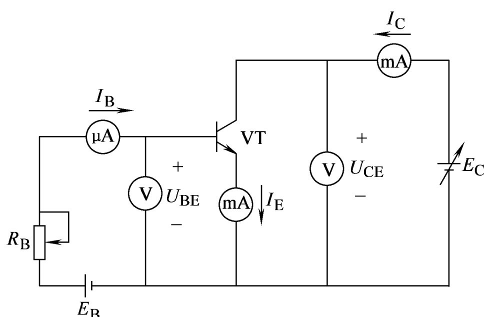


图 10-4　晶体管的实验电路

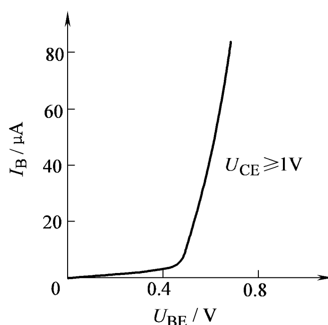


图 10-5　晶体管的输入特性曲线

由图 10-5 可见，与二极管的伏安特性相似，晶体管输入特性也有死区。只有在发射结外加电压大于死区电压时，晶体管才会出现 I_B。硅管的死区电压约为 0.5V，锗管的死区电压约为 0.1V。晶体管导通时，NPN 型硅管的发射结电压 $U_{BE} = (0.6 \sim 0.7)$V，PNP 型锗管的 $U_{BE} = (-0.2 \sim -0.3)$V。

对硅管而言，当 $U_{CE} \geq 1$V 时，集电结已反向偏置，而基区又很薄，可以把从发射区扩散到基区的电子中的绝大部分拉入集电区，此后 U_{CE}对 I_B 就不再有明显的影响，就是说，$U_{CE} > 1$V 后的输入特性曲线基本上是重合的。所以，通常只画出 $U_{CE} \geq 1$V 的一条输入特性曲线。

2. 输出特性曲线（Output Characteristic Curvilinear）

晶体管的输出特性曲线是指当基极电流 I_B 为常数时，输出回路（集电极电路）中集电极电流 I_C 与集—射极电压 U_{CE}之间的关系曲线 $I_C = f(U_{CE})$。由于晶体管中集电极电流 I_C 受基极电流 I_B 的控制，有一个 I_B 就有一个 I_C，因此输出特性曲线是一组曲线，如图 10-6 所示。

通常把晶体管的输出特性曲线组分为放大区、截止区和饱和区三个工作区，对应晶体管的三种工作状态，结合图 10-7 所示的共发射极的电路来分析。

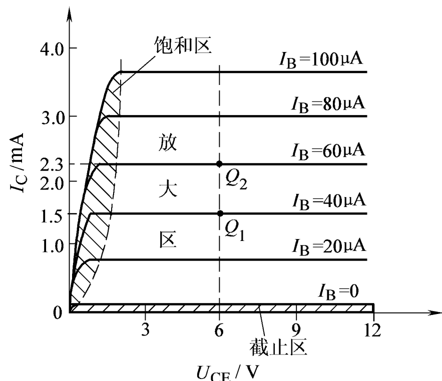


图 10-6　晶体管的输出特性曲线

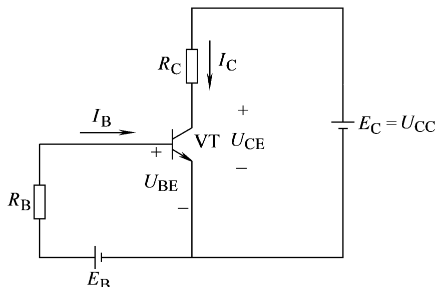


图 10-7　共发射极电路

（1）放大区（Amplification Region）

输出特性曲线的近于水平的部分是放大区。在放大区，$I_C = \bar{\beta} I_B$，即 I_C 和 I_B 成正比例，所以放大区也称为线性区。如前所述，晶体管工作于放大状态时，发射结处于正向偏置，集电结处于反向偏置，即对 NPN 型管而言，应使 $U_{BE} > 0$，$U_{BC} < 0$。此时，$U_{CE} > U_{BE}$。

（2）截止区（Cut-off Region）

$I_B = 0$ 的曲线以下的区域称为截止区。$I_B = 0$ 时，$I_C \approx 0$，$U_{CE} \approx U_{CC}$。对于 NPN 型硅管而言，当 $U_{BE} < 0.5V$ 时即已开始截止，但是为了截止可靠，常使 $U_{BE} \leqslant 0$。截止时集电结也处于反向偏置（$U_{BC} < 0$）。

（3）饱和区（Saturation Region）

靠近纵坐标，特性曲线的上升和弯曲部分所对应的区域称为饱和区。在饱和区，$U_{CE} < U_{BE}$，集电结处于正向偏置，I_B 的变化对 I_C 的影响较小，两者不成正比，$I_C < \bar{\beta} I_B$。饱和时，发射结也处于正向偏置，此时，$U_{CE} \approx 0$，$I_C \approx U_{CC}/R_C$。

由上可知，当晶体管饱和时，$U_{CE} \approx 0$，发射极与集电极之间如同一个开关的接通，其间电阻很小；当晶体管截止时，$I_C \approx 0$，发射极与集电极之间如同一个开关的断开，其间电阻很大。可见，晶体管除了有放大作用外，还有开关作用。

例 10-1　在图 10-8 所示的电路中，$U_{CC} = 6V$，$R_B = 10k\Omega$，$R_C = 3k\Omega$，$\bar{\beta} = 25$，当输入电压 U_i 分别为 3V、1V 和 −1V 时，试问晶体管处于何种工作状态？

解：晶体管饱和时集电极电流近似为

$$I_C \approx \frac{U_{CC}}{R_C} = \frac{6}{3 \times 10^3}A = 2mA$$

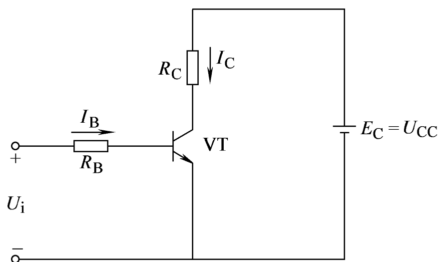


图 10-8　例 10-1 图

晶体管刚饱和时的基极电流为

$$I'_B = \frac{I_C}{\bar{\beta}} = \frac{2}{25}\text{mA} = 80\mu\text{A}$$

（1）当 $U_i = 3\text{V}$ 时

$$I_B = \frac{U_i - U_{BE}}{R_B} = \frac{3 - 0.7}{10 \times 10^3}\text{A} = 230\mu\text{A} > I'_B$$

晶体管已处于深度饱和状态。

（2）当 $U_i = 1\text{V}$ 时

$$I_B = \frac{U_i - U_{BE}}{R_B} = \frac{1 - 0.7}{10 \times 10^3}\text{A} = 30\mu\text{A} < I'_B$$

晶体管处于放大状态。

（3）当 $U_i = -1\text{V}$ 时，晶体管可靠截止。

例 10-2　在正常工作的放大电路中，测得晶体管三个电极的电位分别为 $V_1 = 1.8\text{V}$、$V_2 = 2.5\text{V}$ 和 $V_3 = 9\text{V}$，试问晶体管是哪种类型的晶体管？这三个电极分别代表了晶体管的哪个极？是硅管还是锗管？

解：因为三个电位值均为正值，所以该晶体管是 NPN 型晶体管。

放大状态的 NPN 型晶体管，集电极电位最高，发射极电位最低，所以 V_1 是发射极，V_2 是基极，V_3 是集电极。

因为硅管的 $U_{BE} = 0.7\text{V}$，锗管的 $U_{BE} = 0.3\text{V}$，可判断该晶体管为硅管。

10.1.4　晶体管的主要参数

晶体管的特性除用特性曲线表示外，还可以用一些数据来说明，这些数据就是晶体管的参数。晶体管的参数也是设计电路、选用晶体管的依据。

1. 电流放大系数 $\bar{\beta}$ 和 β（Current Amplification Coefficient）

电流放大系数是反映一个晶体管放大能力的参数，该参数有共发射极电流放大系数和共基极电流放大系数两种。

晶体管接成共发射极放大电路时，基极电流起到控制集电极电流的作用，集电极电流和基极电流的比值就是共发射极电流放大系数。它分为静态电流（直流）放大系数 $\bar{\beta}$ 和动态电流（交流）放大系数 β。$\bar{\beta}$ 的意义如前所述，β 指当晶体管工作在动态（有输入信号）时，基极电流的变化量为 ΔI_B，它引起集电极电流的变化量为 ΔI_C。ΔI_C 与 ΔI_B 的比值称为动态电流（交流）放大系数

$$\beta = \frac{\Delta i_C}{\Delta i_B} \tag{10-3}$$

晶体管接成共基极放大电路时，输入的是发射极电流，输出的是集电极电流，此时集电极电流和发射极电流的比值就是共基极电流放大系数。它也分为静态电流（直流）放大系数 $\bar{\alpha}$ 和动态电流（交流）放大系数 α。$\bar{\alpha}$ 的定义式为 $\bar{\alpha} = \left.\frac{I_C}{I_E}\right|_{I_{CBO}=0}$，$\alpha$ 的定义式为 $\alpha = \frac{\Delta i_C}{\Delta i_E}$。

例 10-3　由图 10-6 给出的晶体管输出特性曲线：（1）计算 Q_2 点处的 $\bar{\beta}$；（2）由 Q_1 和 Q_2 两点，计算 β。

解：（1）在 Q_2 点处，$U_{CE}=6V$，$I_B=60\mu A=0.06mA$，$I_C=2.3mA$，故

$$\bar{\beta}=\frac{I_C}{I_B}=\frac{2.3}{0.06}=38.3$$

（2）由 Q_1 和 Q_2 两点（$U_{CE}=6V$）得

$$\beta=\frac{\Delta I_C}{\Delta I_B}=\frac{2.3-1.5}{0.06-0.04}=\frac{0.8}{0.02}=40$$

由上述可见，$\bar{\beta}$ 和 β 的含义是不同的，但在输出特性曲线近于平行等距并且 I_{CEO} 较小的情况下，两者数值较为接近。今后在估算时，可令 $\bar{\beta}=\beta$，并统一用 β 表示。

由于制造工艺的分散性，即使同一型号的晶体管，β 值也有很大的差别。常用的晶体管的 β 值在20~200之间。

2. 集—基极反向截止电流 I_{CBO}

I_{CBO} 是指当发射极开路时由于集电结处于反向偏置，集电区和基区中的少数载流子向对方运动所形成的电流，如图10-9所示。I_{CBO} 受温度影响大，在室温下，小功率锗管的 I_{CBO} 约为几微安到几十微安，小功率硅管则在1μA以下。I_{CBO} 越小，温度稳定性越好。

3. 集—射极反向截止电流 I_{CEO}

I_{CEO} 是指当 $I_B=0$（将基极开路）、集电结处于反向偏置和发射结处于正向偏置时的集电极电流。又因为它好像是从集电极直接穿透晶体管而到达发射极的，所以又称为穿透电流（Penetration Current），如图10-10所示。硅管的 I_{CEO} 约为几微安，锗管的约为几十微安，其值越小越好。

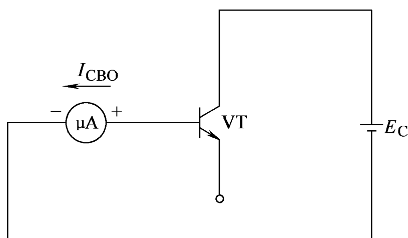


图10-9　测量 I_{CBO} 的电路

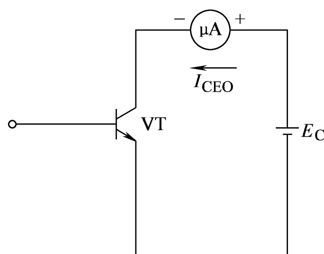


图10-10　测量 I_{CEO} 的电路

由式（10-1）可得

$$I_C=\beta I_B+(1+\beta)I_{CBO}=\beta I_B+I_{CEO}$$

式中，$I_{CEO}=(1+\beta)I_{CBO}$。

在一般情况下，$\beta I_B \gg I_{CEO}$，故

$$I_C\approx\beta I_B$$

$$I_E=I_B+I_C\approx(1+\beta)I_B \tag{10-4}$$

4. 集电极最大允许电流 I_{CM}

当集电极电流 I_C 超过一定值时，晶体管的 β 值要下降。β 值下降到正常数值的2/3时的集电极电流，称为集电极最大允许电流 I_{CM}。如果超过这个电流使用，晶体管的 β 值就要显著下降，甚至可能损坏。

5. 集—射极反向击穿电压 $U_{(BR)CEO}$

$U_{(BR)CEO}$ 是指基极开路时，加在集电极和发射极之间的最大允许电压。当晶体管的集—

射极电压 U_{CE} 大于 $U_{(BR)CEO}$ 时，I_{CEO} 突然大幅度上升，说明晶体管已被击穿。手册中给出的 $U_{(BR)CEO}$ 一般为常温（25℃）时的值，在高温下，晶体管的 $U_{(BR)CEO}$ 值将要降低，使用时应特别注意。

6. 集电极最大允许耗散功率 P_{CM}

晶体管电流 i_C 与电压 u_{CE} 的乘积称为集电极耗散功率 P_C，这个功率将导致集电结发热，温度升高。而晶体管的结温是有一定限度的，一般来说，硅管允许结温约为 150℃，锗管约为 70 ~ 90℃。超过这个限度，管子的性能就要变坏，甚至烧毁。因此，根据管子的允许结温定出了集电极最大允许耗散功率 P_{CM}，工作时管子的 P_C 必须小于 P_{CM}。

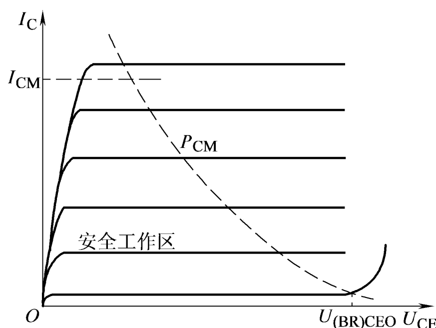


图 10-11　晶体管的安全工作区

由 I_{CM}、$U_{(BR)CEO}$ 和 P_{CM} 三者共同确定了晶体管的安全工作区，如图 10-11 所示。

以上所讨论的几个参数，其中 β 和 I_{CBO}（I_{CEO}）是表明晶体管优劣的主要指标；I_{CM}、$U_{(BR)CEO}$ 和 P_{CM} 都是极限参数，用来说明晶体管的使用限制。

练习与思考题

10-1-1　晶体管的三个电极的电流是什么关系？

10-1-2　为什么晶体管基区掺杂浓度小而且做得很薄？

10-1-3　晶体管的电流放大条件是什么，它的电流放大作用是指什么？

10-1-4　晶体管的发射极与集电极是否可调换使用？为什么？

10-1-5　晶体管有哪三种工作状态？

10-1-6　晶体管的参数 I_{CBO} 和 I_{CEO} 受什么影响最大？

10-1-7　有一个晶体管接在电路中，测出它的三个引脚的电位分别是 −9V、−6V 和 −6.2V，试判断它的三个电极和管子的类型？（集电极，基极，发射极，PNP 锗管）

10-1-8　将一 PNP 型晶体管接成共发射极电路，要使它具有电流放大作用，电源应如何连接，并说明各电极电流的实际方向？

10-1-9　晶体管由两个 PN 结组成，能否用两个晶体二极管反向连接起来做成晶体管使用？为什么？

10-1-10　什么叫电流放大系数？$\bar{\beta}$ 和 β 有什么区别？

10.2　基本放大电路的组成及其工作原理

10.2.1　放大电路概述

1. 用途

晶体管的主要用途之一是利用其放大作用组成放大电路。放大电路的功能是把微弱的电信号放大到负载所需的数值。它广泛应用于控制系统、电子仪器、测量、音响设备及图像处

理等各个领域。

如果一种放大电路的主要功能是放大电信号的电压，则这种放大电路称为电压放大器（Voltage Amplifier）。放大电路的工作示意图如图 10-12 所示。

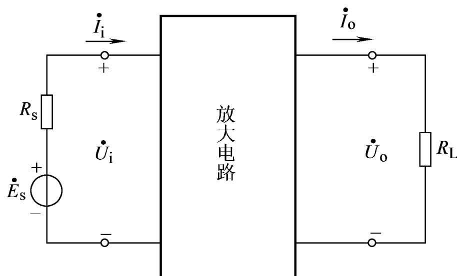


图 10-12　放大电路的工作示意图

信号源是向放大电路提供输入电信号的装置。输入的电信号也可以由不断变化的温度信号、压力信号、声音信号等各种物理信号转换得来。以扩音机为例，话筒把人发出的声音转换成频率和振幅都随声音的高低、强弱而变化的电压或电流，以及两者的乘积——功率，这些就是电信号。话筒将其输入扩音机，话筒就相当于信号源。显然，声音转换成的电信号很弱，只有经过扩音机里的放大电路进行放大之后才能推动扬声器发声。对于电路来说，可以把不同特性的信号源等效为电压源或电流源。

放大电路应能提供足够的放大能力，而且应当尽可能地减少信号的失真，比如扩音机放大后的声音要真实地反映讲话人的声音。必须指出：放大电路本身不可能产生能量，它只能在话筒输出信号的控制下，把直流电源的电能转化为负载需要的能量。所以，电路的放大作用实质上是一种能量控制作用。

经过放大电路放大以后的较强的信号输出到终端执行元件——通常称为负载。对于扩音机来说，扬声器就是它的负载。

2. 主要指标

（1）电压放大倍数 A_u（Voltage Gain）

放大电路的输出电压 $\dot{U}_o$ 与输入电压 $\dot{U}_i$ 之比，即

$$A_u = \frac{\dot{U}_o}{\dot{U}_i} \tag{10-5}$$

称为放大电路的电压放大倍数。

（2）输入电阻 r_i（Input Resistance）

放大电路的输入端用一个等效电阻 r_i 表示，它称为放大电路的输入电阻，是信号源的负载，即

$$r_i = \frac{\dot{U}_i}{\dot{I}_i} \tag{10-6}$$

显然，输入电阻越大，消耗在信号源内阻上的电压就越小，放大电路获取信号的能力就越强，电路的放大能力越强。

（3）输出电阻 r_o（Output Resistance）

放大电路对负载（或对后级放大电路）来说，是一个信号源，其内阻即为放大电路的输出电阻 r_o，它也是一个动态电阻。输出电阻就是在信号源短路和输出端开路的条件下从放大电路的输出端看进去的一个电阻。

通常计算 r_o 时可将信号源短路（$U_i=0$，但要保留信号源内阻），将负载 R_L 开路，在输

出端外加一交流电压 $\dot{U}_o$，以产生一个电流 $\dot{I}_o$，则放大电路的输出电阻为

$$r_o = \frac{\dot{U}_o}{\dot{I}_o}\bigg|_{\substack{R_L = \infty \\ E_S = 0}} \tag{10-7}$$

如果放大电路的输出电阻较大（相当于信号源的内阻较大），当负载变化时，输出电压的变化较大，也就是放大电路带负载的能力较差。因此，通常希望放大电路的输出电阻 r_o 小一些。

10.2.2　基本放大电路的组成

由于放大电路中输入和输出回路公共端选择不同，使放大电路存在着三种基本组态：共发射极放大电路（Common-emitter Configuration）、共集电极放大电路（Common-collector Configuration）和共基极放大电路（Common-base Configuration）。其中，共发射极放大电路应用最为广泛。共发射极放大电路的分析方法也适用于其他两种放大电路。下面以共发射极基本放大电路为例，来具体说明基本放大电路的组成。

共发射极基本放大电路的结构如图 10-13 所示。

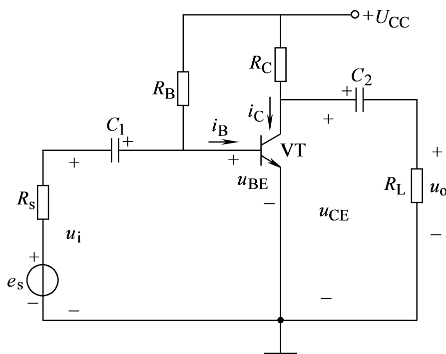


图 10-13　共发射极基本放大电路的结构

图 10-13 中，输入信号 u_i 经电容 C_1 接到晶体管的基极，放大后的信号从集电极经电容 C_2 输出。电路中各元器件的作用如下：

晶体管 VT 是放大电路的放大元件，利用它的电流放大作用，在集电极电路获得放大的电流。

集电极电源 U_{CC}除为输出信号提供能量外，它还保证集电结处于反向偏置，以保证晶体管起到放大作用。U_{CC}的值一般为几伏到几十伏。

集电极负载电阻 R_C 将集电极电流的变化变换为电压的变化，以实现电压放大。R_C 的阻值一般为几千欧到几十千欧。

基极电阻 R_B 是使发射结处于正向偏置，并提供大小适当的基极电流 I_B，以使放大电路获得合适的静态工作点。R_B 的阻值一般为几十千欧到几百千欧。

耦合电容 C_1 和 C_2，对于直流，电容的容抗无穷大，相当于开路，起隔直作用。C_1 用来隔断放大电路与信号源之间的直流通路，而 C_2 用来隔断放大电路与负载之间的直流通路，使三者之间无直流联系，互不影响。对于交流信号，由于电容 C_1 和 C_2 的容量选得足够大，在输入信号的频率范围内，容抗很小，近似短路，起到交流耦合作用，保证交流信号畅通无阻地经过放大电路，沟通信号源、放大电路和负载三者之间的交流通路。因此，耦合电容 C_1 和 C_2 是电解电容器，它有正负极性，使用时要注意其极性，其电容值一般为几微法到几十微法。

在放大电路中，通常把公共端接“地”（Ground，Grounding；Earth，Earthing），设其电位为零，作为电路中其他各点电位的参考点。

由于图 10-13 所示电路的偏置电流是固定的，故称为固定偏置放大电路。

10.2.3　基本放大电路的工作原理

在图 10-13 所示的共发射极基本放大电路中，在放大电路的输入端加上一个微小的输入电压 u_i，经电容 C_1 传送到晶体管发射结使 u_{BE} 也随之变化，产生变化量 Δu_{BE}，进而引起基极电流 i_B 产生相应的变化量 Δi_B。由于晶体管工作在放大区，因此，基极电流的变化将引起集电极电流 i_C 发生更大的变化，即 Δi_C 等于 Δi_B 的 β 倍。集电极电流的变化量流过集电极负载电阻 R_C 和负载电阻 R_L 时，将引起 u_{CE} 也发生相应的变化，u_{CE} 的变化量 Δu_{CE} 经电容 C_2 传送到输出端成为输出电压 u_o。如果电路的参数选择适当，u_o 的幅度将比 u_i 大很多，从而实现放大的目的。

练习与思考题

10-2-1　r_i 和 r_o 是交流电阻还是直流电阻？在 r_o 中是否包括负载电阻 R_L？

10-2-2　集电极负载电阻 R_C 的作用是什么？若不接此电阻能否实现电压放大？

10-2-3　说明放大电路中的耦合电容 C_1 和 C_2 的作用。

10-2-4　试参照图 10-13 所示电路，画出由 PNP 型晶体管组成的基本交流放大电路，并标出电源的极性。

10-2-5　试问图 10-14 所示各电路能否实现电压放大？若不能，请指出电路中的错误。图中各电容对交流可视为短路。

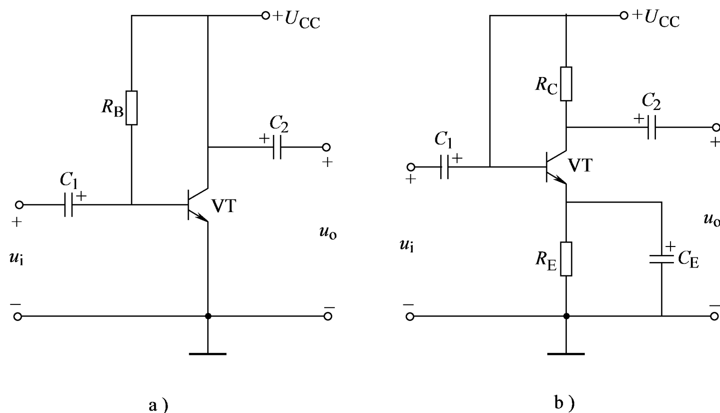


图 10-14　练习与思考题 10-2-5 图

10.3　基本放大电路的分析方法

放大电路的工作状态有静态（Statics）和动态（Dynamics）两种，当放大电路的输入信号为零时（$u_i=0$），电路中晶体管各个电极的电流及电极之间的电压均只含有恒定的直流分量，其瞬时值不变，这时的工作状态称为静态；当放大电路的输入端有信号输入时（$u_i\neq 0$），晶体管各个电极的电流及电极之间的电压将在静态值的基础上，叠加交流分量，此时放大电路的工作状态称为动态。这样，放大电路的分析相应有静态分析和动态分析两种。由于放大电路中的电压和电流的名称较多，符号不同，列成表 10-1，以便区别。

表 10-1　放大电路中的电压和电流符号

名称	静态值	交流分量		总电压或总电流		直流电源	
		瞬时值	有效值	瞬时值	平均值	电动势	电压
基极电流	I_B	i_b	I_b	i_B	$I_{B(AV)}$		
集电极电流	I_C	i_c	I_c	i_C	$I_{C(AV)}$		
发射极电流	I_E	i_e	I_e	i_E	$I_{E(AV)}$		
集—射极电压	U_{CE}	u_{ce}	U_{ce}	u_{CE}	$U_{CE(AV)}$		
基—射极电压	U_{BE}	u_{be}	U_{be}	u_{BE}	$U_{BE(AV)}$		
集电极电源						E_C	U_{CC}
基极电源						E_B	U_{BB}
发射极电源						E_E	U_{EE}

10.3.1　基本放大电路的静态分析

放大电路的静态分析是要确定放大电路的静态值（直流值）I_B、I_C 和 U_{CE}，放大电路的工作状态与其静态值的关系甚大。放大电路的静态分析有估算法和图解法两种分析方法。

1. 估算法

静态时，放大电路中的电容 C_1 和 C_2 可视作开路，这样，就可画出放大电路的直流通路。图 10-15 是图 10-13 所示放大电路的直流通路。

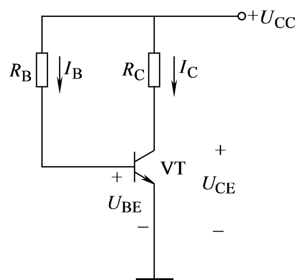


图 10-15　图 10-13 所示放大电路的直流通路

由图 10-15 可得出基极电流

$$I_B = \frac{U_{CC} - U_{BE}}{R_B} \approx \frac{U_{CC}}{R_B} \qquad (10\text{-}8)$$

式中，$U_{BE} \approx 0.7\text{V}$（硅管），可以忽略不计。

由 I_B 可得出静态时的集电极电流

$$I_C = \beta I_B \qquad (10\text{-}9)$$

则静态时的集—射极电压为

$$U_{CE} = U_{CC} - I_C R_C \qquad (10\text{-}10)$$

例 10-4　在图 10-13 所示的共发射极基本放大电路中，已知 $U_{CC} = 12\text{V}$，$R_B = 300\text{k}\Omega$，$R_C = 3\text{k}\Omega$，$\beta = 50$，试求放大电路的静态值。

解： 由图 10-15 的直流通路可得出

$$I_B \approx \frac{U_{CC}}{R_B} = \frac{12}{300 \times 10^3}\text{A} = 0.04\text{mA} = 40\mu\text{A}$$

$$I_C = \beta I_B = 50 \times 0.04\text{mA} = 2\text{mA}$$

$$U_{CE} = U_{CC} - I_C R_C = (12 - 2 \times 3)\text{V} = 6\text{V}$$

2. 图解法

根据晶体管的输出特性曲线，用作图的方法求静态值称为图解法。设晶体管的输出特性曲线如图 10-16 所示。图解法步骤如下：

1）用估算法求出基极电流 I_B（如 $40\mu\text{A}$）。在输出特性曲线中找到 I_B 对应的曲线。

2）作直流负载线（Load Line）。根据集电极电流 I_C 与集—射极电压 U_{CE} 的关系式

$$U_{CE} = U_{CC} - I_C R_C$$

或

$$I_C = -\frac{1}{R_C}U_{CE} + \frac{U_{CC}}{R_C}$$

可以画出一条直线，其斜率为 $\tan\alpha = -1/R_C$，在横轴上的截距为 U_{CC}，在纵轴上的截距为 U_{CC}/R_C，因为它是由直流通路得出的，且与集电极负载电阻 R_C 有关，故称为直流负载线。

3）求静态工作点 Q（Quiescent Point）。晶体管的 I_C 和 U_{CE} 既要满足 $I_B = 40\mu A$ 的输出特性曲线，又要满足直流负载线，因而晶体管必然工作在它们的交点 Q，该点就是静态工作点。由静态工作点 Q 便可在对应的坐标轴上查得静态值 I_C 和 U_{CE}，如图 10-16 所示。

由图 10-16 可见，基极电流 I_B 的大小不同，静态工作点的位置也就不同。根据晶体管的不同工作状态要求，可以通过改变 I_B 的大小来获得合适的工作点。因此，I_B 很重要，它确定晶体管的工作状态，通常称之为偏置电流，简称偏流（Current Bias）。产生偏流的电路称为偏置电路（Biasing Circuit），在图 10-15 所示的直流通路中，其路径为 U_{CC}→R_B→发射结→“地”。R_B 称为偏置电阻，通常可以通过改变 R_B 的值来改变偏流 I_B 的大小。

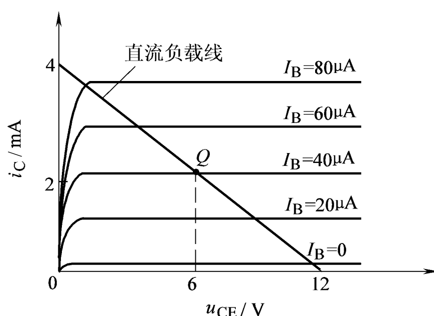


图 10-16　用图解法求放大电路的静态工作点

例 10-5　在图 10-13 所示的共发射极基本放大电路中，已知 $U_{CC} = 12V$，$R_B = 300k\Omega$，$R_C = 3k\Omega$，晶体管的输出特性曲线如图 10-16 所示，试用图解法求该放大电路的静态值。

解：（1）由图 10-15 的直流通路，有

$$U_{CE} = U_{CC} - I_C R_C$$

可得出：$I_C = 0$ 时

$$U_{CE} = U_{CC} = 12V$$

$U_{CE} = 0$ 时

$$I_C = \frac{U_{CC}}{R_C} = \frac{12}{3}mA = 4mA$$

就可在图 10-16 的晶体管输出特性曲线上作直流负载线。

（2）根据式（10-8）可算出

$$I_B \approx \frac{U_{CC}}{R_B} = \frac{12}{300 \times 10^3}A = 0.04mA = 40\mu A$$

由此得出静态工作点 Q，查图得静态值为

$$I_B = 40\mu A$$
$$I_C = 2mA$$
$$U_{CE} = 6V$$

10.3.2　基本放大电路的动态分析

放大电路的动态分析是要确定放大电路的电压放大倍数 A_u、输入电阻 r_i 和输出电阻 r_o 等。动态时，放大电路在直流电压 U_{CC} 和交流输入信号 u_i 共同作用下工作，动态分析是在静态值确定后分析信号的传播与放大情况，考虑的只是电流和电压的交流分量。

动态分析有图解法和微变等效电路法两种。

1. 图解法

图解法是利用晶体管的特性曲线在静态分析的基础上，用作图的方法来分析各个电压和电流交流分量之间的传输情况和相互关系。它可以形象直观地看出信号的传递过程、各个电压与电流在输入信号 u_i 作用下的变化情况和放大电路的工作范围等。

（1）交流通路及交流负载线

1）交流通路。对交流分量，电容 C_1 和 C_2 可视作短路；同时，一般直流电源的内阻很小，可以忽略不计，对交流来说，直流电源也可以认为是短路的。据此可以画出交流通路。图 10-17 是图 10-13 所示的放大电路的交流通路。

2）交流负载线。直流负载线反映静态时电流 I_C 和电压 U_{CE} 的变化关系，由于耦合电容 C_2 的隔直作用，负载电阻 R_L 不加考虑，故其斜率为 $\tan\alpha = -1/R_C$。交流负载线反映动态时电流 i_C 和电压 u_{CE} 的变化关系，在交流通路中，R_L 与 R_C 并联，故其斜率为 $\tan\alpha' = -1/R'_L$。因为 $R'_L < R_C$，所以交流负载线比直流负载线要陡些。当 $u_i = 0$ 时，放大电路工作在静态工作点 Q，因而交流负载线是一条通过静态工作点 Q、斜率为 $\tan\alpha' = -1/R'_L$ 的直线。根据上述两点，可作出放大电路的交流负载线，如图 10-18 所示。

（2）图解分析

由图 10-19 的图解分析可得出以下几点：

1）交流信号的传输情况：u_i（即 u_{be}）$\rightarrow i_b \rightarrow i_c \rightarrow u_o$（即 u_{ce}）。

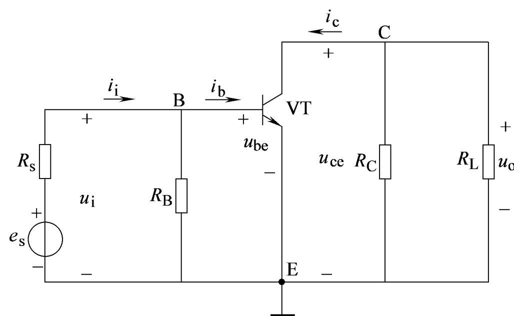


图 10-17　图 10-13 所示放大电路的交流通路

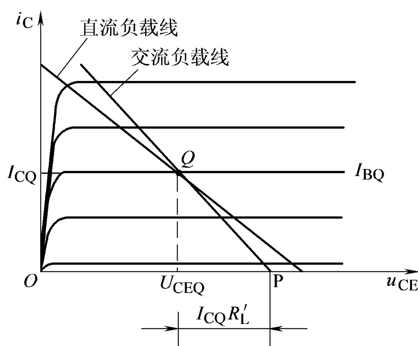


图 10-18　放大电路的交流负载线

2）电压和电流都含有直流分量和交流分量，即

$$u_{BE} = U_{BE} + u_{be} \qquad i_B = I_B + i_b$$

$$u_{CE} = U_{CE} + u_{ce} \qquad i_C = I_C + i_c$$

由于电容 C_2 的隔直作用，u_{CE} 的直流分量 U_{CE} 不能到达输出端，只有交流分量 u_{ce} 能通过 C_2 构成输出电压 u_o。

3）i_b、i_c 与输入信号 u_i 同相位，输出电压 u_o 与输入电压 u_i 相位相反。

4）放大电路的电压放大倍数可由 u_o 与 u_i 的幅值之比或有效值之比求出，但不精确。R_L 的阻值越小，交流负载线越陡，电压放大倍数下降得也越多。

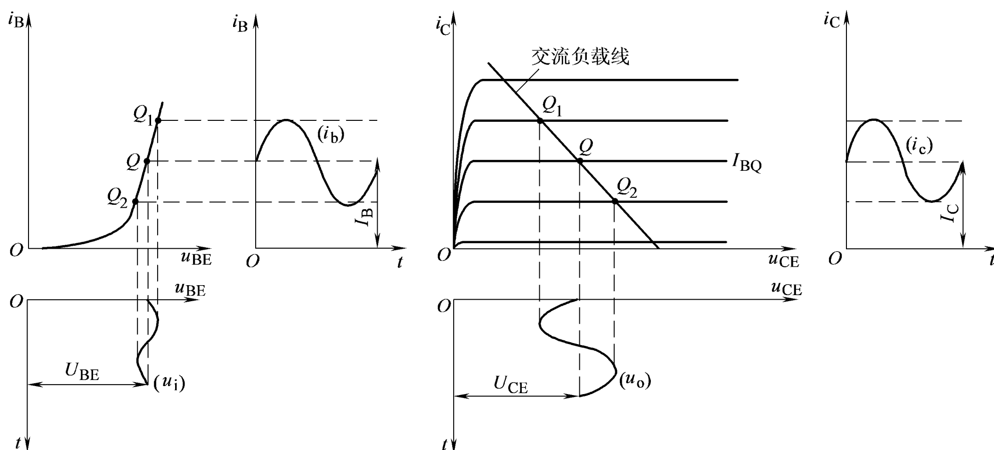


图 10-19　放大电路有正弦输入信号时的图解分析

（3）放大电路的非线性失真（Nonlinear Distortion）

对放大电路来说，要求输出信号尽可能不失真。所谓失真（Distortion），是指输出信号的波形不像输入信号的波形。引起失真的原因有多种，其中最基本的一个，就是实际电路中，由于静态工作点设置不合适或者输入信号太大，使放大电路的工作范围超出了晶体管特性曲线上的线性范围。这种失真称为非线性失真。非线性失真有截止失真和饱和失真两种情形，如图 10-20 所示。

1）截止失真。如果放大电路的静态工作点 Q 太低，如图 10-20a 所示，即使输入的是正弦电压，但在负半周，晶体管进入截止区工作，i_B、u_{CE}和 i_C 都严重失真了，i_B 的负半周和 u_{CE}的正半周被削平。这是由于晶体管的截止而引起的，故称为截止失真。

2）饱和失真。如果放大电路的静态工作点 Q 太高，如图 10-20b 所示，在输入电压的正半周，晶体管进入饱和区工作，这时 i_B 可能不失真，但是 u_{CE}和 i_C 都严重失真了。这是由于晶体管的饱和而引起的，故称为饱和失真。

消除失真的做法是调节偏置电阻 R_B。对截止失真，减小 R_B 使 Q 点上移；对饱和失真，增大 R_B，使 Q 点下移。

图 10-20 反映了静态工作点选择得是否合适会影响到动态时的放大效果。因此，要使放大电路不产生非线性失真，必须要有一个合适的静态工作点，工作点应大致选在交流负载线的中点。此外，输入信号 u_i 的幅值不能太大，避免放大电路的工作范围超过特性曲线的线性范围。在小信号放大电路中，此条件一般都能满足。

图解法的主要优点是直观、形象，便于对放大电路工作原理的理解，但不适用于较为复杂的电路，并且作图过程麻烦，容易产生误差。

2. 微变等效电路法

所谓放大电路的微变等效电路，就是把非线性元件晶体管所组成的放大电路等效成为一

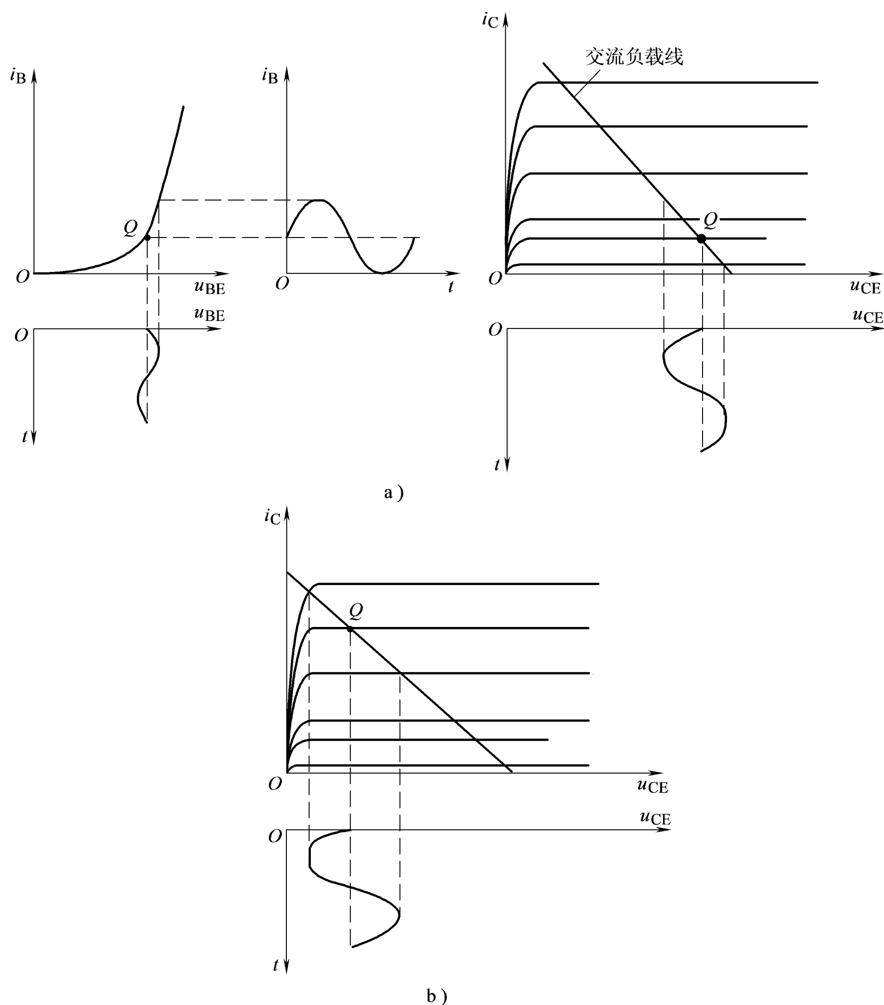


图 10-20　工作点不合适引起输出电压波形失真
a）截止失真　b）饱和失真

个线性电路，也就是把晶体管线性化，等效为一个线性元件。线性化的条件是晶体管在小信号情况下工作。

（1）晶体管的微变等效电路

下面从共发射极接法的晶体管的输入特性和输出特性两方面来分析讨论如何把晶体管线性化。

图 10-21a 所示的是晶体管的输入特性曲线，是非线性的。但当输入信号很小时，在静态工作点 Q 附近的工作段可认为是直线。当 U_{CE} 为常数时，ΔU_{BE} 与 ΔI_B 之比称为晶体管的输入电阻，用 r_{be} 表示，即

$$r_{be} = \frac{\Delta U_{BE}}{\Delta I_B}\bigg|_{U_{CE}} = \frac{u_{be}}{i_b}\bigg|_{U_{CE}} \qquad (10\text{-}11)$$

在小信号的情况下，r_{be} 是一常数，由它确定 u_{be} 和 i_b 之间的关系。因此，晶体管的输入电路可用 r_{be} 等效，如图 10-22 所示。

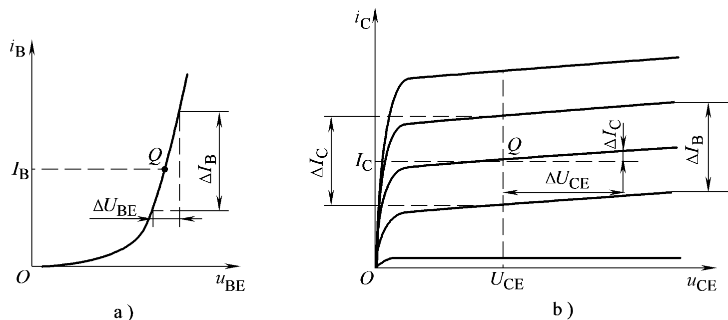


图 10-21　从晶体管的特性曲线求 r_{be}、β 和 r_{ce}

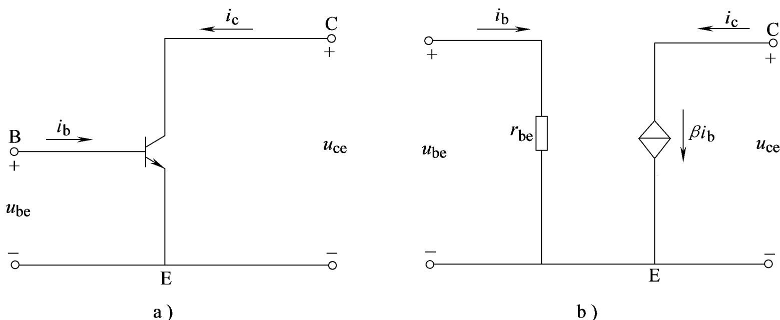


图 10-22　晶体管及其微变等效电路

a）晶体管　b）晶体管的微变等效电路

低频小功率晶体管的输入电阻常用下式估算：

$$r_{be} \approx 200(\Omega) + (1+\beta)\frac{26(\mathrm{mV})}{I_E(\mathrm{mA})} \tag{10-12}$$

式中，r_{be}为输入电阻，一般为几百欧到几千欧；I_E 是发射极电流的静态值。

当晶体管工作在放大区时，图 10-21b 所示的晶体管的输出特性曲线是一组近似等距离的平行直线。当 U_{CE}为常数时，ΔI_C 与 ΔI_B 之比即为晶体管的电流放大系数，即

$$\beta = \left.\frac{\Delta I_C}{\Delta I_B}\right|_{U_{CE}} = \left.\frac{i_c}{i_b}\right|_{U_{CE}} \tag{10-13}$$

在小信号的条件下，β 是一常数，由它确定 i_c 受 i_b 控制的关系。因此，晶体管的输出电路可用受控电流源 $i_c=\beta i_b$ 代替，以表示晶体管的电流控制作用。当 $i_b=0$ 时，βi_b 不复存在，所以它不是一个独立电源，而是受输入电流 i_b 控制的受控电流源。

此外，在图 10-21b 中还可以看到，晶体管的输出特性曲线不完全与横轴平行，当 I_B 为常数时，ΔU_{CE}与 ΔI_C 之比称为晶体管的输出电阻，用 r_{ce}表示，即

$$r_{ce} = \left.\frac{\Delta U_{CE}}{\Delta I_C}\right|_{I_B} = \left.\frac{u_{ce}}{i_c}\right|_{I_B} \tag{10-14}$$

在小信号的条件下，r_{ce}也是一个常数。如果把晶体管的输出电路看作电流源，r_{ce}就是电源的内阻，所以在等效电路中与受控电流源 βi_b 并联。由于 r_{ce}的阻值很高，约为几十千欧到几百千欧，所以在微变等效电路中常把它忽略不计（将 r_{ce}视为开路）。

由此得出的晶体管微变等效电路如图 10-22b 所示。

（2）放大电路的微变等效电路

由晶体管的微变等效电路和放大电路的交流通路可得出放大电路的微变等效电路。对于图 10-13 所示的共发射极基本放大电路，将其交流通路中的晶体管用它的微变等效电路代替，即为放大电路的微变等效电路，如图 10-23 所示。电路中的电压和电流都是交流分量，标出的是参考方向。

（3）电压放大倍数的计算

下面以图 10-13 所示的放大电路为例来计算电压放大倍数。设输入电压为正弦信号，图 10-23 中的电压和电流均可用相量表示，如图 10-24 所示。

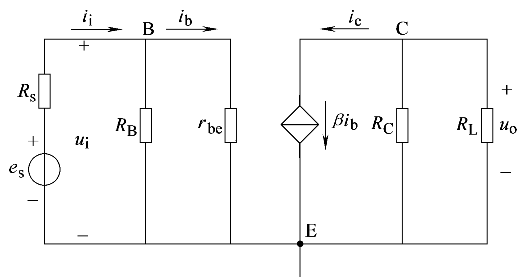


图 10-23　图 10-13 所示放大电路的微变等效电路

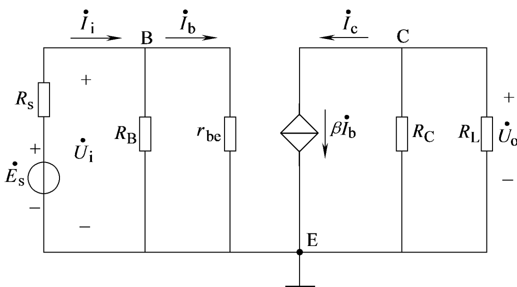


图 10-24　图 10-13 所示放大电路的微变等效电路（相量表示）

由图 10-24 可得

$$\dot{U}_i = \dot{I}_b r_{be}$$

$$\dot{U}_o = -\dot{I}_c R'_L = -\beta \dot{I}_b R'_L$$

式中，$R'_L = R_C // R_L$。

故共发射极放大电路的电压放大倍数为

$$A_u = \frac{\dot{U}_o}{\dot{U}_i} = -\beta \frac{R'_L}{r_{be}} \tag{10-15}$$

式中，负号表明输出电压 $\dot{U}_o$ 与输入电压 $\dot{U}_i$ 反相。

若放大电路的输出端开路（未接 R_L），则电压放大倍数为

$$A_u = -\beta \frac{R_C}{r_{be}} \tag{10-16}$$

比接 R_L 时高。可见 R_L 越小，则电压放大倍数就越低。

（4）放大电路输入电阻的计算

对于图 10-24 所示的微变等效电路，输入电阻

$$r_i = R_B // r_{be} \approx r_{be} \tag{10-17}$$

实际上 R_B 比 r_{be}大得多，因此 r_i 近似等于 r_{be}。

输入电阻是放大电路的重要指标，它的大小对放大电路有如下影响：r_i 较小，放大电路从信号源取用较大的电流，从而增加信号源的负担；r_i 越小，经过信号源内阻 R_s 和 r_i 的分压使实际加到放大电路的输入电压 U_i 减小，从而输出电压 U_o 减小。后一级放大电路的输入电阻就是前级放大电路的负载电阻，所以 r_i 越小，前级放大电路的电压放大倍数越低。因此，通常希望放大电路的输入电阻高一些。

（5）放大电路输出电阻的计算

将图10-24所示微变等效电路中的信号源短路（$\dot{E}_s=0$，但要保留信号源内阻），负载R_L开路，则$E_s=0$时，$I_b=0$，βI_b和I_c也为零。根据输出电阻的定义可以得出

$$r_o \approx R_C \tag{10-18}$$

下例是计算r_o的另一种方法。

例10-6　有一放大电路，测得其输出端开路电压的有效值$U_{oc}=6V$，当接上负载电阻$R_L=6k\Omega$时，输出电压下降为$U_{oL}=4V$，试求该放大电路的输出电阻。

解：放大电路对负载来说，是一信号源，可用等效电动势$\dot{E}_o$和内阻r_o表示，如图10-25所示。等效电源的内阻即为放大电路的输出电阻，也就是从放大电路的输出端看进去的一个等效电阻。

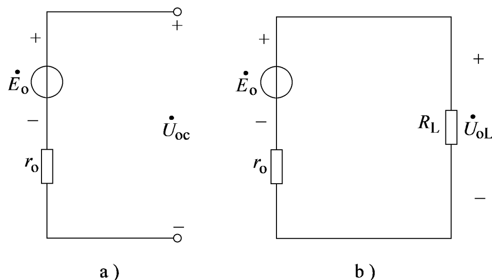


图10-25　例10-6图

输出端开路时，如图10-25a所示，有

$$\dot{U}_{oc}=\dot{E}_o$$

输出端接上负载电阻R_L时，如图10-25b所示，有

$$\dot{U}_{oL}=\frac{\dot{E}_o R_L}{r_o+R_L}$$

由上列两式可得出

$$r_o=\left(\frac{\dot{U}_{oc}}{\dot{U}_{oL}}-1\right)R_L$$

这表明通过实验（或计算），得出放大电路输出端开路时的输出电压$\dot{U}_{OC}$和接上负载电阻R_L时的输出电压$\dot{U}_{oL}$，而后利用上式也能算出放大电路的输出电阻。

代入数值得

$$r_o=\left(\frac{6}{4}-1\right)\times(6\times10^3)\Omega=3\times10^3\Omega=3k\Omega$$

例10-7　在图10-13所示的共发射极基本放大电路中，已知$U_{CC}=12V$，$R_B=300k\Omega$，$R_C=3k\Omega$，$R_L=3k\Omega$，$R_s=3k\Omega$，$\beta=50$，试求电压放大倍数A_u和A_{us}、输入电阻r_i和输出电阻r_o。

解：在例10-4中已求得

$$I_C=2mA\approx I_E$$

由式（10-12）

$$r_{be}\approx200(\Omega)+(1+50)\frac{26(mV)}{2(mA)}=863\Omega=0.863k\Omega$$

故

$$A_u=-\beta\frac{R_L'}{r_{be}}=-50\times\frac{1.5}{0.863}=-87$$

式中，$R_L'=R_C//R_L=1.5k\Omega$。

输入电阻

$$r_i = R_B // r_{be} = 300//0.863\text{k}\Omega = 0.86\text{k}\Omega$$

输出电阻

$$r_o \approx R_C = 3\text{k}\Omega$$

对信号源的电压放大倍数

$$A_{us} = \frac{\dot{U}_o}{\dot{U}_s} = \frac{\dot{U}_i}{\dot{U}_s}\frac{\dot{U}_o}{\dot{U}_i} = \frac{r_i}{R_s + r_i}A_u = \frac{0.86}{3+0.86}\times(-87) = -19.4$$

10.3.3　静态工作点的稳定

从前一节的动态分析可知，放大电路应有合适的静态工作点，才能保证有良好的放大效果。静态工作点不但决定了放大电路是否会产生失真，而且还影响着放大倍数、输入电阻等动态参数。实际上，外部因素会造成静态工作点不稳定，例如温度变化、晶体管参数变化和电源电压波动等，其中温度的影响最大。

1. 温度对静态工作点的影响

前面介绍的共发射极基本放大电路的 $I_B \approx U_{CC}/R_B$，U_{CC} 和 R_B 固定后 I_B 基本不变，因此称为固定偏置（Fixed-bias）放大电路。调整 R_B 可获得一个合适的静态工作点 Q。固定偏置放大电路虽然简单且容易调整，但静态工作点 Q 极易受温度等因素的影响而上下移动，造成输出不失真动态范围减小或出现非线性失真。

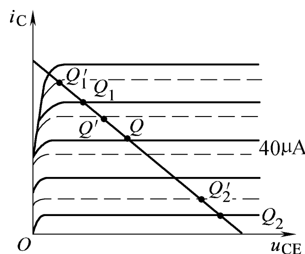


图 10-26　温度对静态工作点的影响

晶体管是一种对温度比较敏感的器件，当温度升高时，集电极静态电流 I_C 随温度升高而增大，从而导致整个输出特性曲线向上平移，静态工作点相应上移，如图 10-26 中的虚线所示。若基极静态电流为 I_B = 40μA，则温度升高时，静态工作点将会从 Q 点上移到 Q' 点，使工作范围从 Q_1Q_2 移动到 $Q_1'Q_2'$，进入饱和区，对放大电路的工作显然会有影响；相反，温度下降，静态工作点会下移。可见，固定偏置放大电路的静态工作点是不稳定的，温度的变化会导致静态工作点进入饱和区或截止区。

在实用的放大电路中必须稳定静态工作点，以保证尽可能大的输出动态范围和避免非线性失真。

2. 分压式偏置电路

图 10-27a 所示就是能稳定静态工作点的分压式偏置放大电路，其中 R_{B1} 和 R_{B2} 构成偏置电路，这种电路可以根据温度的变化自动调节基极电流 I_B，以削弱温度对集电极电流 I_C 的影响，使静态工作点基本稳定。

图 10-27b 所示为图 10-27a 所示电路的直流通路。由图可得

$$I_1 = I_B + I_2$$

若使

$$I_2 \gg I_B \tag{10-19}$$

则

$$I_1 \approx I_2 \approx \frac{U_{CC}}{R_{B1} + R_{B2}}$$

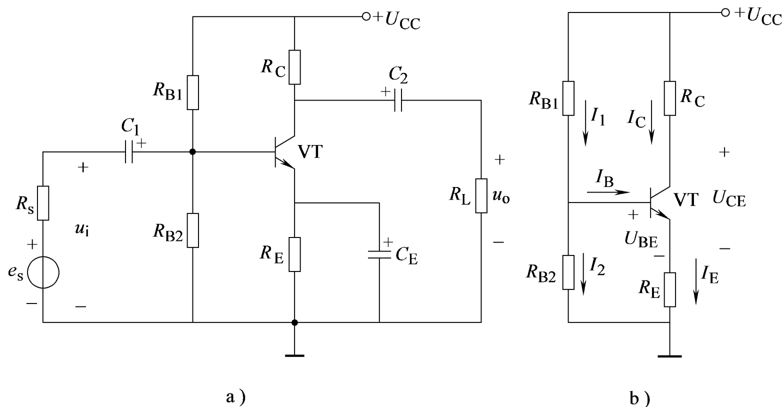


图 10-27　分压式偏置放大电路

a）放大电路　b）直流通路

基极电位

$$V_B = R_{B2}I_2 \approx \frac{R_{B2}}{R_{B1}+R_{B2}}U_{CC} \tag{10-20}$$

可见当 $I_2 >> I_B$ 时，V_B 仅由 R_{B1}、R_{B2} 对 U_{CC} 分压决定，与晶体管的参数无关，不受温度影响。

引入发射极电阻 R_E 后，由图 10-27b 可得

$$U_{BE} = V_B - V_E = V_B - I_E R_E \tag{10-21}$$

若使

$$V_B >> U_{BE} \tag{10-22}$$

则

$$I_C \approx I_E = \frac{V_B - U_{BE}}{R_E} \approx \frac{V_B}{R_E} \tag{10-23}$$

也可认为 I_C 不受温度的影响，基本稳定。

因此，只要满足式（10-19）和式（10-22）两个条件，V_B 和 I_E 或 I_C 就与晶体管的参数几乎无关，不受温度变化的影响，从而静态工作点能得以基本稳定。

实际设计电路时 I_2 不能取得太大，否则，R_{B1} 和 R_{B2} 就要取得较小。这不但要增加功率损耗，而且从信号源取用较大的电流，使信号源的内阻压降增加，加在放大电路输入端的电压 u_i 减小。一般 R_{B1} 和 R_{B2} 为几十千欧。基极电位 V_B 也不能太高，否则，由于发射极电位 $V_E(\approx V_B)$ 增高而使 U_{CE} 相对减小（U_{CC} 一定），因而减小了放大电路输出电压的变化范围。根据经验，硅管的 I_2、V_B 一般可按以下范围选取：

$$I_2 = (5 \sim 10)I_B$$

$$V_B = (5 \sim 10)U_{BE}$$

分压式偏置电路稳定静态工作点的过程如下：

温度 $t\uparrow \rightarrow I_C\uparrow \rightarrow I_E\uparrow \rightarrow V_E(=I_E R_E)\uparrow \rightarrow U_{BE}(=V_B - V_E)\downarrow \rightarrow I_B\downarrow$ ——

$I_C\downarrow$ ←

这种作用是利用输出回路的电流在 R_E 上的电压降变化，返送到输入回路，产生抑制输

出电流改变的作用，使输出电流基本不变，即负反馈（Negative Feedback）。所谓反馈（Feedback）就是将输出端的信号（电压或电流）的一部分或全部通过反馈电路引回到输入端。若引回的反馈信号使净输入信号减小、因而输出信号也减小的，则称为负反馈；若反馈信号使净输入信号增大、因而输出信号也增大的，则称为正反馈。

电容 C_E 使 R_E 上只产生直流电压降，而交流电压降几乎为零，所以称为交流旁路电容（Bypass Capacitor），其值一般为几十微法到几百微法。

例 10-8　在图 10-27a 所示的分压式偏置放大电路中，已知 $U_{CC}=12V$，$R_{B1}=20k\Omega$，$R_{B2}=10k\Omega$，$R_C=2k\Omega$，$R_E=2k\Omega$，$R_L=3k\Omega$，$U_{BE}=0.6V$，$\beta=50$，试求：（1）静态值；（2）画出微变等效电路；（3）电压放大倍数 A_u、输入电阻 r_i 和输出电阻 r_o。

解：（1）

$$V_B \approx \frac{R_{B2}}{R_{B1}+R_{B2}}U_{CC}=\frac{10}{10+20}\times 12V=4V$$

$$I_C \approx I_E=\frac{V_B-U_{BE}}{R_E}=\frac{4-0.6}{2\times 10^3}A=1.7mA$$

$$I_B \approx \frac{I_C}{\beta}=\frac{1.7}{50}mA=34\mu A$$

$$U_{CE} \approx U_{CC}-I_C(R_C+R_E)=[12-1.7\times 10^{-3}\times(2+2)\times 10^3]V=5.2V$$

（2）微变等效电路如图 10-28 所示。

（3）$$r_{be} \approx 200(\Omega)+(1+\beta)\frac{26(mV)}{I_E(mA)}=\left[200+(1+50)\frac{26}{1.7}\right]\Omega=980\Omega=0.98k\Omega$$

$$A_u=-\beta\frac{R'_L}{r_{be}}=-50\times\frac{(2//3)}{0.98}=-61.2$$

式中，$R'_L=R_C//R_L=1.2k\Omega$。

$$r_i=R_{B1}//R_{B2}//r_{be}=20//10//0.98k\Omega=0.85k\Omega$$

$$r_0 \approx R_c=2k\Omega$$

例 10-9　在例 10-8 中若 R_E 未全被 C_E 旁路，而尚留一段 $R''_E=0.2k\Omega$，如图 10-29 所示。试求：

（1）静态值；（2）画出微变等效电路；（3）电压放大倍数 A_u、输入电阻 r_i 和输出电阻 r_o。

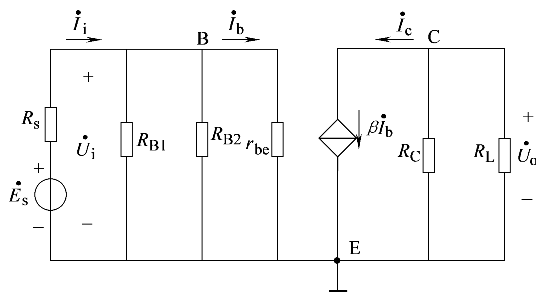


图 10-28　图 10-27a 电路的微变等效电路

解：（1）静态值和 r_{be} 与例 10-8 相同。

（2）微变等效电路如图 10-30 所示。

（3）$\dot{U}_i=\dot{I}_b r_{be}+\dot{I}_e R''_E=\dot{I}_b r_{be}+(1+\beta)\dot{I}_b R''_E=\dot{I}_b[r_{be}+(1+\beta)R''_E]$

$$\dot{U}_o=-\dot{I}_c R'_L=-\beta\dot{I}_b R'_L$$

$$A_u=\frac{\dot{U}_o}{\dot{U}_i}=-\frac{\beta R'_L}{r_{be}+(1+\beta)R''_E} \quad (10\text{-}24)$$

式中，$R'_L=R_C//R_L$。

将数据代入，则得

$$A_u = -5.37$$

$$r_i = R_{B1}//R_{B2}//[r_{be} + (1+\beta)R''_E] = 4.18\text{k}\Omega$$

$$r_o \approx R_C = 2\text{k}\Omega$$

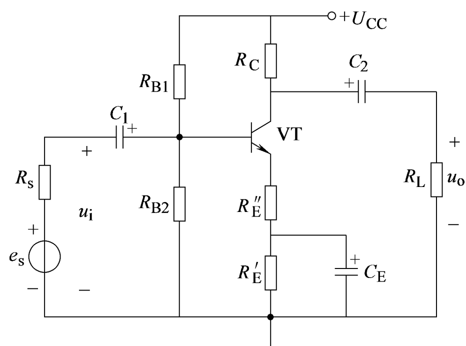


图10-29　例10-9图

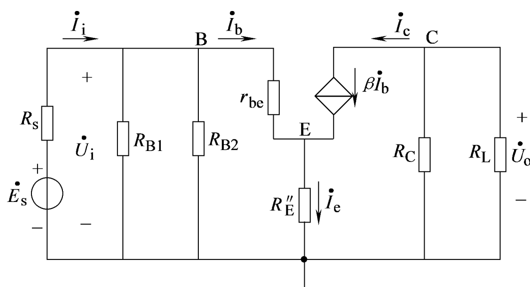


图10-30　例10-9电路的微变等效电路

10.3.4　射极输出器

射极输出器（Emitter Follower）又叫射极跟随器，电路如图10-31所示。在电路结构上，射极输出器与共发射极放大电路不同，负载接在发射极上，输出电压u_o从发射极取出，而集电极直接接电源U_{CC}。对交流信号而言，集电极相当于接地，成为输入、输出电路的公共端，因此它是共集电极放大电路。前面已讨论过，在发射极回路中接入电组R_E可以稳定集电极静态电流I_C，因此，射极输出器的静态工作点是稳定的。

1. 静态分析

由图10-32所示的射极输出器的直流通路可得其静态值

$$I_E = I_B + I_C = I_B + \beta I_B = (1+\beta)I_B \tag{10-25}$$

$$I_B = \frac{U_{CC} - U_{BE}}{R_B + (1+\beta)R_E} \tag{10-26}$$

$$U_{CE} = U_{CC} - I_E R_E \tag{10-27}$$

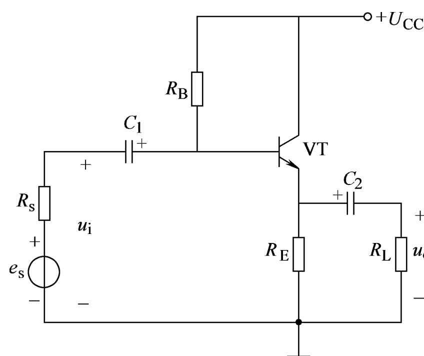


图10-31　射极输出器电路

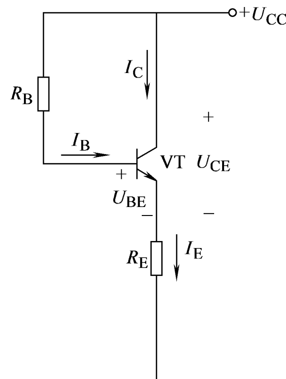


图10-32　射极输出器的直流通路

2. 动态分析

（1）电压放大倍数

由图 10-33 所示的射极输出器的微变等效电路可得出

$$\dot{U}_o = \dot{I}_e R'_L = (1+\beta)\dot{I}_b R'_L$$

$$\dot{U}_i = \dot{I}_b r_{be} + \dot{I}_e R'_L = \dot{I}_b r_{be} + (1+\beta)\dot{I}_b R'_L = \dot{I}_b[r_{be} + (1+\beta)R'_L]$$

式中，$R'_L = R_E // R_L$。

$$A_u = \frac{\dot{U}_o}{\dot{U}_i} = \frac{(1+\beta)\dot{I}_b R'_L}{\dot{I}_b[r_{be}+(1+\beta)R'_L]} = \frac{(1+\beta)R'_L}{r_{be}+(1+\beta)R'_L} \tag{10-28}$$

由式（10-28）可知：

1）一般 $r_{be} \ll (1+\beta)R'_L$，故射极输出器的电压放大倍数接近 1，但恒小于 1。值得注意的是，射极输出器虽然没有电压放大作用，但仍具有一定的电流放大和功率放大作用。

2）输出电压与输入电压同相，输出信号跟随输入信号变化，因而它又称为射极跟随器或电压跟随器。

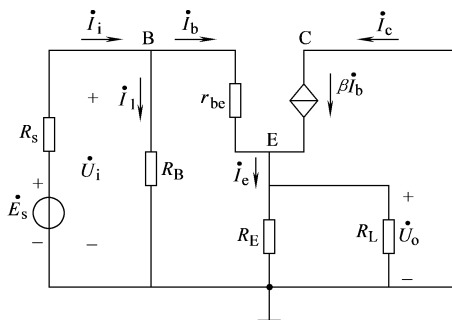


图 10-33　射极输出器的微变等效电路

（2）输入电阻

由图 10-33 可得

$$\dot{I}_i = \dot{I}_1 + \dot{I}_b = \frac{\dot{U}_i}{R_B} + \frac{\dot{U}_i}{r_{be}+(1+\beta)R'_L}$$

$$r_i = \frac{\dot{U}_i}{\dot{I}_i} = R_B // [r_{be} + (1+\beta)R'_L] \tag{10-29}$$

可见，射极输出器的输入电阻比共发射极电路的输入电阻要高很多，可达到几十千欧到几百千欧。

（3）输出电阻

将图 10-33 电路中的信号源 $\dot{E}_s$ 短路，保留其内阻 R_s，负载 R_L 开路，在输出端外加一交流电压 $\dot{U}_o$，产生电流 $\dot{I}_o$，如图 10-34 所示。

由图 10-34 可得

$$\dot{I}_o = \dot{I}_b + \beta\dot{I}_b + \dot{I}_e = \frac{\dot{U}_o}{r_{be}+R'_s} + \beta\frac{\dot{U}_o}{r_{be}+R'_s} + \frac{\dot{U}_o}{R_E}$$

式中，$R'_s = R_s // R_B$。

$$r_o = \frac{\dot{U}_o}{\dot{I}_o} = \frac{1}{\dfrac{1+\beta}{r_{be}+R'_s} + \dfrac{1}{R_E}} = \frac{(r_{be}+R'_s)R_E}{(1+\beta)R_E + (r_{be}+R'_s)}$$

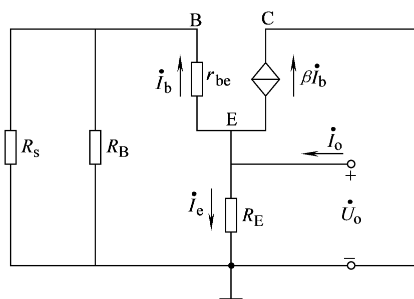


图 10-34　计算 r_o 的等效电路

通常

$$(1+\beta)R_E \gg (r_{be}+R'_s),\quad \beta \gg 1$$

故

$$r_o \approx \frac{r_{be}+R'_s}{\beta} \tag{10-30}$$

由于 β 值一般都较大，因此，射极输出器的输出电阻很低，远远小于共发射极放大电路的输出电阻（R_C），所以它具有恒压输出特性。

综上所述，射极输出器的主要特点是输入电阻高、输出电阻低、电压放大倍数接近于1。

射极输出器的应用十分广泛。由于它的输入电阻高，常被用作多级放大电路的输入级，可以提高放大电路的输入电阻，减少信号源的负担；利用它的输出电阻低的特点，常用它作为输出级，可以提高放大电路带负载的能力；利用它同时具有输入电阻高、输出电阻低的特点，把它作为中间级，起阻抗变换作用，使前后级共发射极放大电路阻抗匹配，实现信号的最大功率传输。

例10-10　在如图10-31所示的射极输出器中，已知 $U_{CC}=12V$，$R_B=200k\Omega$，$R_s=100\Omega$，$R_E=2k\Omega$，$R_L=3k\Omega$，$U_{BE}=0.6V$，$\beta=50$，试求：（1）静态值；（2）电压放大倍数 A_u、输入电阻 r_i 和输出电阻 r_o。

解：（1）

$$I_B=\frac{U_{CC}-U_{BE}}{R_B+(1+\beta)R_E}=\frac{12-0.6}{200+(1+50)\times 2}mA=37.7\mu A$$

$$I_C=\beta I_B=50\times 0.0377mA=1.89mA$$

$$U_{CE}\approx U_{CC}-I_CR_E=(12-1.89\times 2)V=8.22V$$

（2）

$$r_{be}\approx 200\Omega+(1+\beta)\frac{26mV}{I_E}=\left[200+(1+50)\frac{26}{1.89}\right]\Omega=902\Omega=0.9k\Omega$$

$$A_u=\frac{(1+\beta)R'_L}{r_{be}+(1+\beta)R'_L}=\frac{(1+50)\times 1.2}{0.9+(1+50)\times 1.2}=0.98$$

式中，$R'_L=R_E//R_L=(2//3)k\Omega=1.2k\Omega$。

$$r_i=R_B//[r_{be}+(1+\beta)R'_L]=\{200//[0.9+(1+50)\times 1.2]\}k\Omega=47.4k\Omega$$

$$r_o\approx\frac{r_{be}+R'_s}{\beta}=\frac{900+100}{50}\Omega=20\Omega$$

式中，$R'_s=R_B//R_s=(200\times 10^3//100)\Omega\approx 100\Omega$。

练习与思考题

10-3-1　放大电路为什么要设置合适的静态工作点?

10-3-2　在图10-16中，如果静态工作点偏低，想要把工作点抬高一些，应采取什么措施?如果静态工作点偏高，想要把工作点降低一些，应采取什么措施?

10-3-3　说明交流放大电路中的：（1）静态工作和动态工作；（2）直流通路和交流通路；（3）直流负载线和交流负载线；（4）电压和电流的直流分量与交流分量的区别。

10-3-4　如果输出波形出现失真，是否说明就一定是静态工作点不合适?

10-3-5　射极输出器有何特点?有哪些用途?

10-3-6　用微变等效电路法分析放大电路的前提是什么?能否用它确定放大电路的静态参数?

10-3-7　通常希望放大电路的输入电阻 r_i 高一些好还是低一些好?为什么?输出电阻 r_o 高一些好还是低一些好?为什么?

10-3-8　说明分压式偏置电路稳定静态工作点的原理。

10-3-9　对分压式偏置电路而言，为什么只要满足 $I_2>>I_B$ 和 $V_B>>U_{BE}$ 两个条件，静态工作点就能得以基本稳定?

10-3-10　在分压式偏置电路中，只更换晶体管对放大电路的静态值有无影响？试说明原因。

10-3-11　什么是共集电极电路？如何看出射极输出器是共集电极电路。

10-3-12　发射极旁路电容的作用是什么？若将发射极旁路电容去掉对静态工作点、放大倍数、输入电阻和输出电阻有何影响？

10-3-13　射极输出器作为多级放大电路的输入级或输出级有什么好处？

10.4　多级放大电路

一般情况下，放大电路的输入信号都较微弱，有些为毫伏级甚至微伏级，而单级放大电路的电压放大倍数不是十分大，往往不能满足要求；同时由于前述三种基本放大电路的性能各有不同特点，一种基本放大电路往往不能同时满足实际应用对放大电路性能的要求。所以，在大多数电子设备中的放大电路要由多个单级放大电路级联组成，对微弱信号进行连续放大，才能在输出端获得足够的电压幅值或功率。这种放大电路称为多级放大电路（Multi-stage Amplifier）。

10.4.1　多级放大电路的耦合方式

在多级放大电路中，每两个单级放大电路之间的连接称为耦合。常用的耦合方式有阻容耦合、直接耦合、变压器耦合等。下面仅对前两种耦合进行分析。

1. 阻容耦合（Resistance-capacitance Coupled Amplifier）

阻容耦合是各级电路之间通过耦合电容和下级输入电阻连接的，如图 10-35 所示。

阻容耦合多级放大电路的特点是各级放大电路的静态工作点相对独立，这给计算和调整各级放大电路的静态工作点带来了方便。由于耦合电容的隔直作用，它无法放大频率很低的缓变信号和直流信号。

2. 直接耦合（Direct-coupled Amplifier）

直接耦合就是前级的输出端直接连接到后级的输入端，如图 10-36 所示。直接耦合方式的优点是，既能放大交流信号，也能放大直流信号和缓变信号，而且便于集成化，集成运算放大器一般都是直接耦合的多级放大电路。

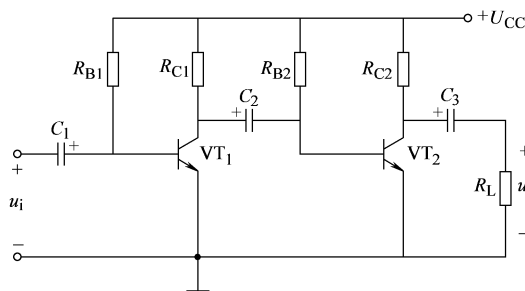


图 10-35　阻容耦合的两级放大电路

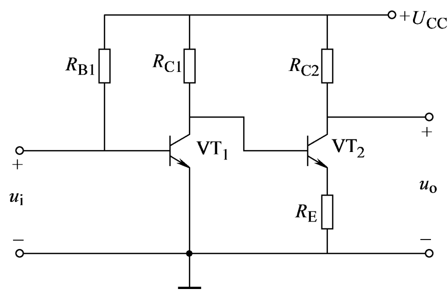


图 10-36　直接耦合的两级放大电路

直接耦合看似很简单，其实它会带来两个特殊的问题：一是前后级静态工作点相互影响，使电路的分析设计和调试很复杂；二是零点漂移问题。所谓零点漂移（Zero Drift），就

是当放大电路的输入端短路时，输出电压并不是始终不变，而是会出现电压漂动。产生零点漂移的主要原因是晶体管受温度等的影响，参数发生变化，导致放大电路的静态工作点不稳定，经逐级放大，致使输出电压产生偏差。其中，温度的影响是最严重的，因此，零点漂移也称为温度漂移（温漂）。在多级放大电路的各级漂移（Drift）中，又以第一级的漂移影响最为严重。因此，抑制漂移要着重于第一级。

在直接耦合放大电路中抑制零点漂移问题的常用方法是采用差动式放大电路，将在下一节介绍。

10.4.2　多级放大电路的计算

1. 电压放大倍数

在多级放大电路中，前一级的输出就是后一级的输入，所以总的电压放大倍数为

$$\begin{aligned} A_u &= \frac{\dot{U}_o}{\dot{U}_i} = \frac{\dot{U}_{o1}}{\dot{U}_i}\frac{\dot{U}_{o2}}{\dot{U}_{o1}}\frac{\dot{U}_{o3}}{\dot{U}_{o2}}\cdots\frac{\dot{U}_{on}}{\dot{U}_{o(n-1)}} \\ &= \frac{\dot{U}_{o1}}{\dot{U}_{i1}}\frac{\dot{U}_{o2}}{\dot{U}_{i2}}\frac{U_{o3}}{\dot{U}_{i3}}\cdots\frac{\dot{U}_{on}}{\dot{U}_{in}} \\ &= A_{u1}A_{u2}A_{u3}\cdots A_{un} \end{aligned} \tag{10-31}$$

式中，n 为放大电路的级数。

这里要注意，在计算每一级的电压放大倍数时，必须考虑前后级之间的相互影响，将后级的输入电阻作为前级的负载考虑。

2. 输入电阻

$$r_i = \frac{\dot{U}_i}{\dot{I}_i} = \frac{\dot{U}_{i1}}{\dot{I}_{i1}} = r_{i1} \tag{10-32}$$

式（10-32）说明，多级放大电路的输入电阻就是第一级的输入电阻。当第一级放大电路为射极输出器时，由于其输入电阻与它所带负载（在多级放大电路中就是第二级的输入电阻）有关，故在计算输入电阻时应考虑第二级输入电阻对第一级输入电阻的影响。

3. 输出电阻

$$r_o = \left.\frac{\dot{U}_o}{\dot{I}_o}\right|_{\substack{\dot{E}_s = 0 \\ R_L = \infty}} = r_{on} \tag{10-33}$$

式（10-33）说明，多级放大电路的输出电阻就是输出级（最后一级）的输出电阻。但若用射极输出器作为输出级时，由于它的输出电阻与驱动它的信号源内阻有关，而在多级放大电路中，第（$n-1$）级为输出级提供驱动信号，因此第（$n-1$）级的输出电阻 $r_{o(n-1)}$ 即为驱动输出级的信号源内阻 R_{sn}，所以在计算多级放大电路的输出电阻时应考虑前一级电路的影响。

在选择多级放大电路的形式和参数时，输入级和输出级主要考虑输入电阻和输出电阻的要求，中间级主要考虑电压放大倍数的要求。

例 10-11　在图 10-37 所示的两级阻容耦

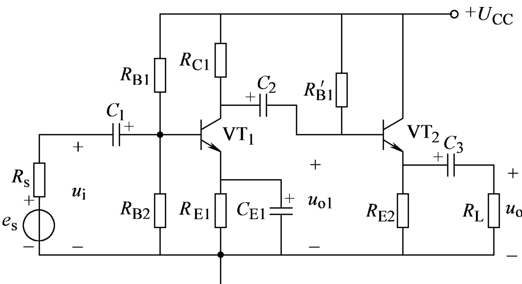


图 10-37　例 10-11 图

合放大电路中，已知 $U_{CC}=12V$，$R_{B1}=30k\Omega$，$R_{B2}=15k\Omega$，$R_{E1}=3k\Omega$，$R_{E2}=5k\Omega$，$R_{C1}=3k\Omega$，$R'_{B1}=200k\Omega$，$R_L=20k\Omega$，$U_{BE1}=U_{BE2}=0.6V$，$\beta_1=\beta_2=50$。试求：（1）各级电路的静态值；（2）各级电路的电压放大倍数 A_{u1}、A_{u2} 和总电压放大倍数 A_u；（3）放大电路的输入电阻 r_i 和输出电阻 r_o。

解：（1）各级电路静态值的计算采用估算法。

第一级

$$V_{B1}=\frac{R_{B2}}{R_{B1}+R_{B2}}U_{CC}=\frac{15}{30+15}\times 12V=4V$$

$$I_{C1}\approx I_{E1}=\frac{V_{B1}-U_{BEI}}{R_{E1}}=\frac{4-0.6}{3}mA=1.1mA$$

$$I_{B1}=\frac{I_{C1}}{\beta_1}=\frac{1.1}{50}mA=22\mu A$$

$$U_{CE1}\approx U_{CC}-I_{C1}(R_{C1}+R_{E1})=[12-1.1\times(3+3)]V=5.4V$$

第二级

$$I_{B2}=\frac{U_{CC}-U_{BE2}}{R'_{B1}+(1+\beta_2)R_{E2}}=\frac{12-0.6}{200+51\times 5}mA=25\mu A$$

$$I_{C2}\approx I_{E2}=\beta_2 I_{B2}=1.25mA$$

$$U_{CE2}=U_{CC}-I_{E2}R_{E2}=(12-1.25\times 5)V=5.75V$$

（2）求各级电路的电压放大倍数 A_{u1}、A_{u2} 和总电压放大倍数 A_u。

首先画出图 10-37 电路的微变等效电路，如图 10-38 所示。有

$$r_{be1}\approx 200\Omega+(1+\beta_1)\frac{26mV}{I_{E1}}=\left[200+(1+50)\frac{26}{1.1}\right]\Omega=1405\Omega=1.4k\Omega$$

$$r_{be2}\approx 200\Omega+(1+\beta_2)\frac{26mV}{I_{E2}}=\left[200+(1+50)\frac{26}{1.25}\right]\Omega=1260\Omega=1.26k\Omega$$

第二级等效负载电阻

$$R'_{L2}=R_{E2}//R_L=(5//20)k\Omega=4k\Omega$$

第二级输入电阻

$$r_{i2}=R'_{B1}//[r_{be2}+(1+\beta_2)R'_{L2}]=[200//(1.26+51\times 4)]k\Omega=101.3k\Omega$$

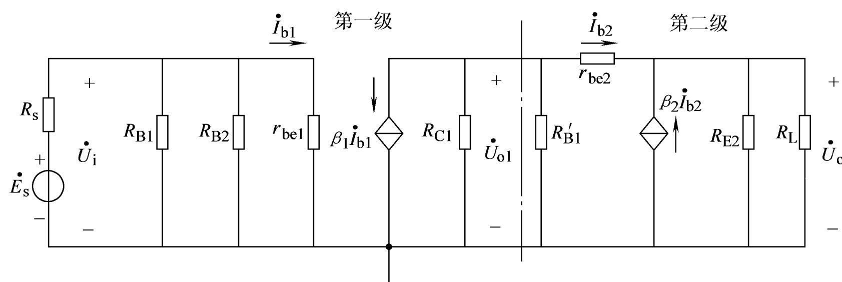


图 10-38 图 10-37 电路的微变等效电路

第一级等效负载电阻

$$R'_{L1}=R_{C1}//r_{i2}=(3//101.3)k\Omega\approx 3k\Omega$$

第一级电压放大倍数

$$A_{u1}=-\frac{\beta_1 R'_{L1}}{r_{be1}}=-\frac{50\times 3}{1.4}=-107.1$$

第二级电压放大倍数

$$A_{u2}=\frac{(1+\beta_2)R'_{L2}}{r_{be2}+(1+\beta_2)R'_{L2}}\approx 1$$

两级总电压放大倍数

$$A_u=A_{u1}A_{u2}\approx -107.1$$

(3) 电路的输入电阻和输出电阻。

输入电阻

$$r_i=R_{B1}//R_{B2}//r_{be1}=(30//15//1.4)\text{k}\Omega=1.23\text{k}\Omega$$

第一级输出电阻

$$r_{o1}=R_{C1}=3\text{k}\Omega$$

第二级的输出电阻

$$r_{o2}\approx\frac{r_{be2}+R'_{s2}}{\beta_2}=\frac{1.26+3}{50}\text{k}\Omega=85\Omega$$

式中，$R'_{s2}=R'_{B1}//r_{o1}=(200//3)\text{k}\Omega\approx 3\text{k}\Omega$。

第二级的输出电阻就是两级放大电路的输出电阻，与前级的输出电阻 r_{o1} 有关。

练习与思考题

10-4-1　多级放大电路的耦合方式有哪几种？说明它们的优缺点。

10-4-2　阻容耦合多级放大电路的电压放大倍数与各级电压放大倍数是何关系？输入电阻和输出电阻与各级的输入电阻、输出电阻之间又是什么关系？

10.5　差动放大电路与功率放大电路

在直接耦合放大电路中，抑制零点漂移最有效的电路是差动放大电路（Differential Amplifier）。因此，多级直接耦合放大电路的第一级广泛采用这种电路。

10.5.1　典型差动放大电路

1. 差动放大电路的工作原理

图10-39所示为由两只特性完全相同的晶体管构成的最基本的差动放大电路，信号从两管的基极输入，从两管的集电极输出。下面讨论这个电路的特点。

(1) 零点漂移的抑制

在图10-39所示电路中，由于 VT_1、VT_2 是两只特性完全相同的晶体管，电路参数也完全对称，因此，当 $u_{i1}=u_{i2}=0$ 时，$V_{C1}=V_{C2}$，$u_o=V_{C1}-V_{C2}=0$。温度或电源电压变化时，V_{C1} 和 V_{C2} 同时变化，且变化的数值相等，输出电压仍然为零，从

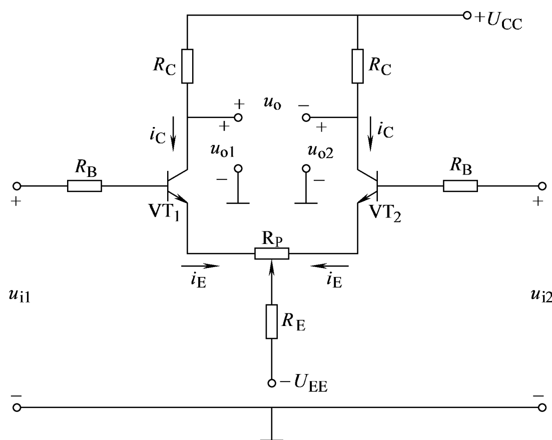


图10-39　典型差动放大电路

而抑制了零点漂移。

（2）输出电压与信号输入方式的关系

当有信号输入时，差动放大电路的工作情况可分为以下几种类型来分析：

1）共模输入（Common-mode Input）。两个输入电压大小相等，极性相同，即 $u_{i1}=u_{i2}$，这样的输入形式称为共模输入。

共模输入时，完全对称的差动放大电路中左右两部分的电流和电压变化完全相同，因此，输出电压为零，所以它对共模信号（Common-mode Signal）没有放大能力，即差动放大电路的共模放大倍数为零。实际上，前面讲到的零点漂移的抑制就是抑制共模信号的一个特例。因为两管输出端的漂移电压折合到两个输入端的等效漂移电压相当于给差动放大电路加了一对共模信号，所以差动放大电路抑制共模信号的能力，也反映了它对零点漂移的抑制水平。

2）差模输入（Differential-mode Input）。两个输入电压大小相等，极性相反，即 $u_{i1}=-u_{i2}$，这样的输入形式称为差模输入。

差模输入时，设 $u_{i1}>0$，$u_{i2}<0$，则 u_{i1}使 VT_1 的集电极电流变化 Δi_{C1}（正值），集电极电位变化 Δv_{C1}（负值），u_{i2}使 VT_2 的集电极电流变化 Δi_{C2}（负值），集电极电位变化 Δv_{C2}（正值），由于$|u_{i1}|=|u_{i2}|$，故$|\Delta v_{C1}|=|\Delta v_{C2}|$，因此，$u_o=\Delta v_{C1}-\Delta v_{C2}=2\Delta v_{C1}$。

可见，在差模信号（Differential-mode Signal）的作用下，差动放大电路的双端输出电压为单管输出电压的两倍。

3）比较输入。两个输入电压既非共模又非差模，它们的大小和极性是任意的，这种输入形式称为比较输入。

令

$$u_{ic}=\frac{1}{2}(u_{i1}+u_{i2})$$

$$u_{id}=\frac{1}{2}(u_{i1}-u_{i2})$$

则

$$u_{i1}=u_{ic}+u_{id}$$

$$u_{i2}=u_{ic}-u_{id}$$

u_{i1}和 u_{i2}可以看成是 u_{ic}与 $\pm u_{id}$的叠加，因此，u_{ic}称为输入信号的共模分量，u_{id}称为差模分量。根据上面的分析，电路对共模分量没有放大作用，只对差模分量有放大作用，且

$$u_o=A_u(u_{i1}-u_{i2}) \tag{10-34}$$

这表明，输出电压仅与输入电压的差值有关。

2. 差动放大电路对差模信号的放大

图 10-39 是双端输入-双端输出的差动放大电路，设加的是一对差模信号，即 $u_{i1}=-u_{i2}$。

（1）静态分析

由于电路对称，因此计算一个管的静态值即可。图 10-40 是图 10-39 所示电路的单管直流通路，由于 RP 的值与 R_E 相比很小，故在图中略去。

设晶体管的发射极电流是 I_E，则流过电阻 R_E 的电流是 $2I_E$，由基极回路得

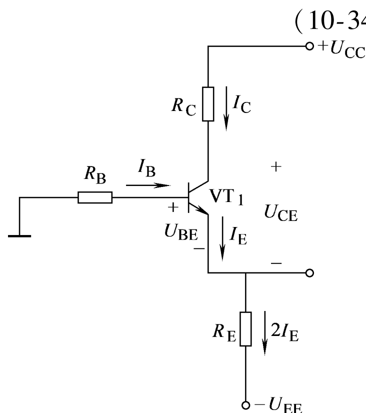


图 10-40　单管直流通路

$$R_B I_B + U_{BE} + 2R_E I_E - U_{EE} = 0$$

上式中前两项一般比第三项小得多，故可略去，则每管的集电极电流

$$I_C \approx I_E \approx \frac{U_{EE}}{2R_E} \tag{10-35}$$

并由此可知发射极电位 $V_E \approx 0$。

每管的基极电流

$$I_B \approx \frac{I_C}{\beta} \approx \frac{U_{EE}}{2\beta R_E} \tag{10-36}$$

每管的集-射极电压

$$U_{CE} \approx U_{CC} - R_C I_C \approx U_{CC} - \frac{U_{EE} R_C}{2R_E} \tag{10-37}$$

发射极公共电阻 R_E 的主要作用是稳定电路的静态工作点，从而抑制每个管子的漂移范围，进一步减少零点漂移。显然，R_E 越大，抑制零点漂移的效果就越好。

电位器 R_P 是调平衡用的，又称调零电位器，保证即使电路不完全对称，也能在静态时使输出电压为零。一般 R_P 的阻值不宜过大，在几十欧到几百欧之间。

（2）动态分析

由于电路的对称性，差模输入信号使两个晶体管的发射极电流的变化一增一减，其大小相等，通过 R_E 的交流电流为零，则 R_E 对差模信号不起作用，可看成短路。图 10-41 是图 10-39 所示电路的单管差模交流通路，由图可得出单管差模电压放大倍数为

$$A_{d1} = \frac{u_{o1}}{u_{i1}} = \frac{-\beta i_b R_C}{i_b(R_B + r_{be})} = -\frac{\beta R_C}{R_B + r_{be}} \tag{10-38}$$

同理可得

$$A_{d2} = \frac{u_{o2}}{u_{i2}} = -\frac{\beta R_C}{R_B + r_{be}} = A_{d1} \tag{10-39}$$

双端输出电压为

$$u_o = u_{o1} - u_{o2} = A_{d1} u_{i1} - A_{d2} u_{i2} = A_{d1}(u_{i1} - u_{i2})$$

双端输入—双端输出差动放大电路的差模电压放大倍数为

$$A_d = \frac{u_o}{u_{i1} - u_{i2}} = A_{d1} = -\frac{\beta R_C}{R_B + r_{be}} \tag{10-40}$$

当在两管的集电极之间接入负载电阻 R_L 时

$$A_d = -\frac{\beta R_L'}{R_B + r_{be}} \tag{10-41}$$

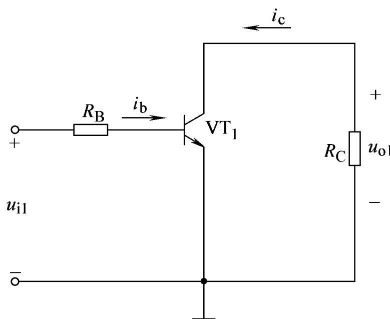


图 10-41　单管差模交流通路

式中，$R_L' = R_C // \frac{1}{2} R_L$。因为当输入差模信号时，一个管子的集电极电位降低，另一个管子的集电极电位升高，在 R_L 的中点相当于交流接“地”，所以每管各带一半负载电阻。

两输入端之间的差模输入电阻为

$$r_i = 2(R_B + r_{be}) \tag{10-42}$$

两集电极之间的差模输出电阻为

$$r_o = 2R_C \quad (10\text{-}43)$$

（3）共模抑制比（Common-Mode Rejection Ratio，CMRR）

对差动放大电路来说，差模信号是有用的，要求对它有较大的放大倍数；而共模信号是需要抑制的，因此对它的放大倍数要越小越好。为了衡量差动放大电路放大差模信号和抑制共模信号的能力，通常引用共模抑制比 K_{CMRR} 来表征。其定义为放大电路对差模信号的放大倍数 A_d 和对共模信号的放大倍数 A_c 之比，即

$$K_{CMRR} = \frac{A_d}{A_c} \quad (10\text{-}44)$$

或用对数形式表示为

$$K_{CMRR} = 20\lg \frac{A_d}{A_c}$$

其单位为分贝（dB）。

显然，共模抑制比越大，差分放大电路分辨所需要的差模信号的能力越强，而受共模信号的影响越小，抑制零点漂移的能力强。双端输出时，在理想情况下，差动放大电路的共模抑制比为无穷大，而实际情况是，电路完全对称并不存在，共模抑制比也不可能趋于无穷大。从原则上看，提高双端输出差分放大电路共模抑制比的途径是：一方面要使电路参数尽量对称，另一方面则应尽可能地加大共模反馈电阻 R_E。

10.5.2　功率放大电路

在一个实用的放大电路中，一般包括电压放大电路和功率放大电路（Power Amplifier），电压放大电路工作在小信号状态，其主要任务是不失真地提高输出信号的幅度；功率放大电路则工作在大信号状态，其主要任务是在信号不失真或轻度失真的前提下，提高输出功率，以推动负载工作，如扬声器、电动机、继电器等。通常多级放大电路的末级是功率放大电路。

1. 功率放大电路概述

（1）对功率放大电路的基本要求

由于功率放大电路通常是在大信号状态下工作，因此对功率放大电路有以下三点基本要求：

1）输出功率尽可能大。即要求输出电压和输出电流有足够大的幅度，因此，需要晶体管在接近极限状态下工作。

2）效率要高。由于输出功率大，因此直流电源消耗的功率也大，这就存在一个效率问题。所谓效率，就是负载得到的交流信号功率与电源供给的直流功率之比值。效率越低，则消耗在晶体管上的功率就越大，一是缩短晶体管的寿命，二是浪费电能。因此，要设法降低晶体管功耗，提高电路的效率。

3）非线性失真要小。由于晶体管工作在极限状态，容易进入非线性区，产生非线性失真，因此要根据负载的要求，将失真限定在允许范围内。

（2）功率放大电路的分析方法

由于晶体管工作在大信号状态下，微变等效电路法显然已不能运用，故通常采用图解

法，由晶体管的输出特性曲线研究放大电路的输出电压和效率。

（3）功率放大电路的工作状态

低频放大电路一般有三种工作状态：甲类、乙类和甲乙类，如图 10-42 所示。

在图 10-42a 中，静态工作点 Q 大致在交流负载线的中点，在信号的整个周期内，都有集电极电流流过晶体管，放大电路的这种工作状态称为甲类工作状态。当没有输入信号时，电源供给的功率 $P_E = U_{CC}I_C$，全部消耗在晶体管和电阻上，以集电极损耗为主；当有输入信号时，其中一部分转换为有用的输出功率 P_o，信号越大，输出功率也越大。可以证明，在理想的情况下，甲类功率放大电路的最高效率也只能达到 50%。

由效率的定义知，提高效率有两条途径：一是增大放大电路的动态工作范围以增加输出功率；二是减小电源供给的功率。而后者要在 U_{CC}一定的条件下，使静态工作电流 I_C 减小，即使静态工作点 Q 沿负载线下移。当点 Q 移至 $I_C = 0$ 处时，如图 10-42b 所示，静态管耗接近于零，放大电路的这种工作状态称为乙类工作状态。显然，在乙类工作状态，放大电路的效率最高，但由于在信号的正半周才有集电极电流，输出信号只有半个波形。介于甲类和乙类之间的工作状态称为甲乙类工作状态，此时，在信号的半个多周期内有集电极电流，如图 10-42c 所示，显然，它的效率介于甲类和乙类之间，输出信号也有严重的截止失真。在乙

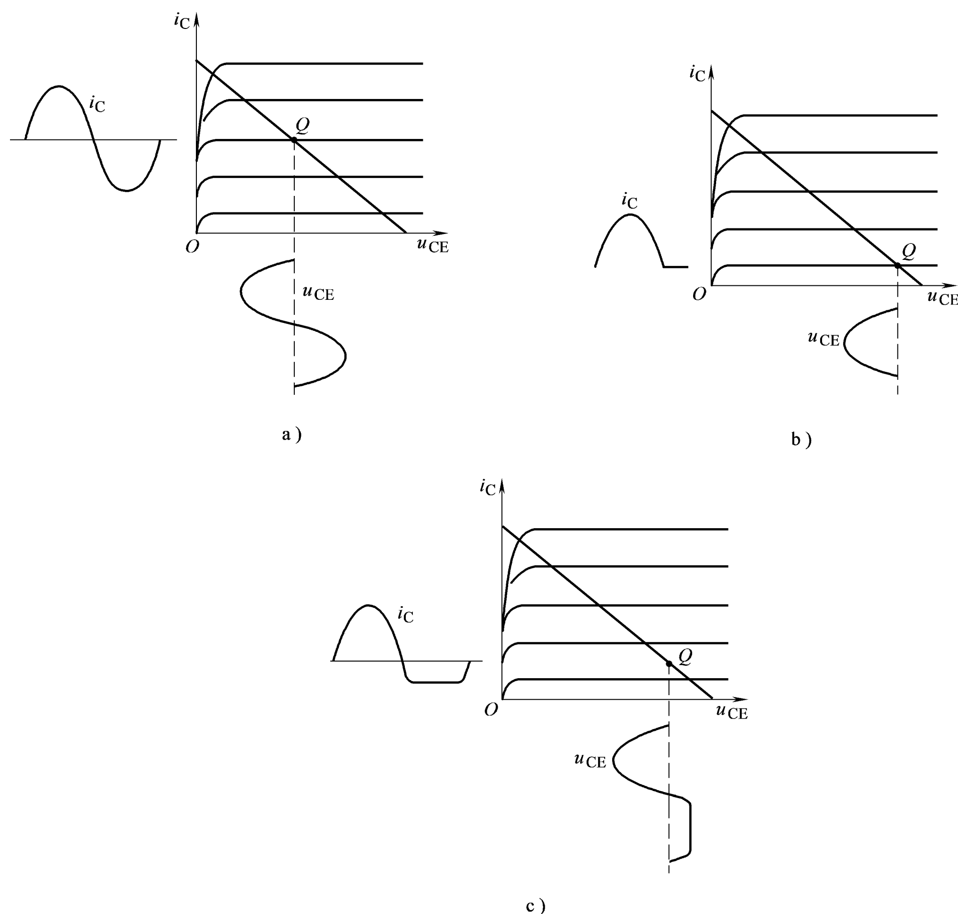


图 10-42　放大电路的三种工作状态

a）甲类状态　b）乙类状态　c）甲乙类状态

类和甲乙类状态下工作时，电源供给的功率应为$P_E=U_{CC}I_{C(AV)}$，式中$I_{C(AV)}$为集电极电流i_C的平均值，而在甲类状态下工作时，集电极电流的静态值即为其平均值。

放大电路在乙类和甲乙类工作状态下，效率虽有提高，但出现了严重的失真，为此，下面介绍工作于甲乙类或乙类状态的互补对称放大电路，它既能提高效率，又能减小信号波形的失真。

2. 互补对称功率放大电路（Complementary Symmetry Power Amplifier）

（1）无输出电容（Output Capacitor Less，OCL）功率放大电路

由双电源供电的互补对称功率放大电路又叫作无输出电容的功率放大电路，简称OCL电路，其原理电路如图10-43a所示。图中VT_1为NPN管，VT_2为PNP管，两管特性基本上相近。两管的发射极连接到负载上，基极相连作为输入端。

静态（$u_i=0$）时，两个管子均不导通，负载中没有电流，电路工作在乙类状态。

动态（$u_i\neq0$）时，在u_i的正半周VT_1导通、VT_2截止，VT_1以射极输出器的形式将正半周信号输出给负载；在u_i的负半周VT_2导通、VT_1截止，VT_2以射极输出器的形式将负半周信号输出给负载。可见，在输入信号u_i的整个周期内，VT_1、VT_2轮流导通，使负载获得完整的信号波形，故称为互补对称电路。由于VT_1、VT_2都工作在共集电极接法，输出电阻极小，可与低阻负载R_L直接匹配。电路的工作波形如图10-43b所示。

从图10-43可以看出，输出电压的最大幅值为$U_{om}\approx U_{CC}$（忽略管子的饱和压降U_{CES}），则输出最大功率为

$$P_{om}=\frac{U_{om}}{\sqrt{2}}\frac{I_{om}}{\sqrt{2}}=\frac{1}{2}U_{om}I_{om}=\frac{U_{om}^2}{2R_L}\approx\frac{U_{CC}^2}{2R_L} \tag{10-45}$$

由于在一个周期内，VT_1、VT_2轮流导通，每个电源只在半个周期内供给功率，而流过每个直流电源的电流i_{C1}和i_{C2}都是半个正弦波，其平均值$I_{CO1}=I_{CO2}=I_{CO}$，即

$$I_{CO}=\frac{1}{2\pi}\int_0^{\pi}I_{Cm}\sin\omega t\,\mathrm{d}(\omega t)=\frac{1}{2\pi}[-I_{Cm}\cos\omega t]_0^{\pi}=\frac{I_{Cm}}{\pi}=\frac{U_{CC}}{\pi R_L}$$

两个直流电源供给的总功率为

$$P_E=2U_{CC}I_{CO}=\frac{2U_{CC}^2}{\pi R_L} \tag{10-46}$$

效率为

$$\eta=\frac{P_{om}}{P_E}=\frac{\pi}{4}=78.5\% \tag{10-47}$$

应该注意，上式的结果是在忽略管子饱和压降U_{CES}和输入信号足够大的情况下得到的，所以实际效率略低于这个值。

从图10-43b的工作波形可以看到，在过零的一个小区城内输出波形产生了失真，这种失真称为交越失真。产生交越失真的原因是由于VT_1、VT_2发射结静态偏压为零，放大电路工作在乙类状态，当输入信号u_i小于晶体管的死区电压时，两个晶体管都截止，在这一区域内输出电压为零，使波形失真。

为减小交越失真，可给VT_1、VT_2发射结加适当的正向偏压，以便产生一个不大的静态偏流，使VT_1、VT_2导通时间稍微超过半个周期，即工作在甲乙类状态，如图10-44所示。图中二极管VD_1、VD_2用来提供偏置电压。静态时，晶体管VT_1、VT_2虽然都已基本导通，

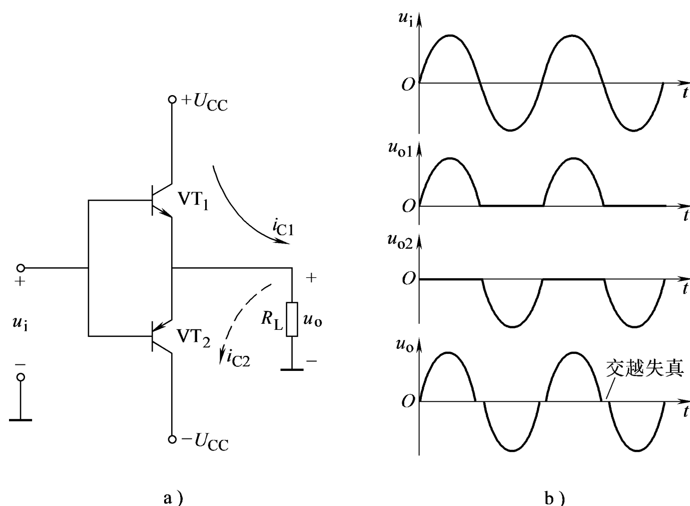


图 10-43　乙类 OCL 功率放大电路
a）原理电路　b）工作波形

但因它们对称，V_E 仍为零，负载中仍无电流流过。

（2）无输出变压器（OTL）功率放大电路（Output Transformerless（OTL）Power Amplifier）

OCL 功率放大电路需要正、负两个电源，在有些放大电路里无法实现，如收音机电路等。为此，这类电路多采用单电源供电，可用一个大容量的电容器代替 OCL 电路中的负电源，组成无输出变压器的功率放大电路，简称 OTL 电路。图 10-45 所示为工作在甲乙类状态的 OTL 功率放大电路。

因电路对称，静态时，两个晶体管发射极连接点的电位为电源电压的一半，由于电容 C_2 的隔直作用，负载 R_L 中没有电流，输出电压为零。动态时，在 u_i 的正半周 VT_1 导通、VT_2 截止，VT_1 以射极输出器的形式将正半周信号输出给负载，同时对电容 C_2 充电；在 u_i 的负半周 VT_2 导通、VT_1 截止，电容 C_2 通过 VT_2 和 R_L 放电，VT_2 以射极输出器的形式将负半周信号输出给负载，电容 C_2 在这时起到负电源的作用。为了使输出波形对称，必须保持电容 C_2 上的电压基本维持在 $U_{CC}/2$ 不变，因此 C_2 的容量必须足够大。

在功率放大电路中，大功率晶体管的功耗较大，如果不采取有效措施，就会使大功率晶体管因结温过高而烧坏。给大功率晶体管安装表面积足够大的散热器，改善其散热条件，可以有效地降低结温，保证安全，从而在相同的条件下大大提高大功率晶体管的最大允许功耗，提高其效率。散热器通常采用由纯铝轧制而成的型材，在安装时，应使晶体管与散热器良好接触，以提高散热效果。

3. 集成功率放大器

把互补对称功率放大电路和前置放大电路制作在同一硅片上，就成为集成功率放大器。集成功率放大器的种类很多，如通用型的 FX0021，可用于直流伺服电动机及录音机主动轮的驱动；D810、D2002 可作为收音机、电视机中单通道音频功率放大电路；LA4180 系列可作为录音机双通道音频功率放大电路。

图 10-46 所示为 D2002 集成功率放大器的外形。它有五个引脚，电源电压可在 8 ~ 18V 范围内选择，使用时应紧固在散热器上。

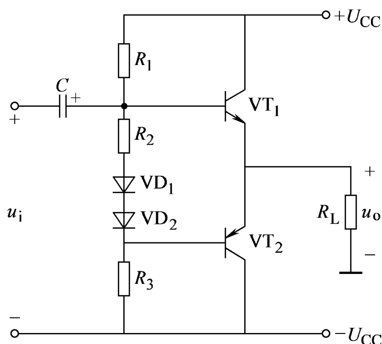


图 10-44　甲乙类 OCL 功率放大电路

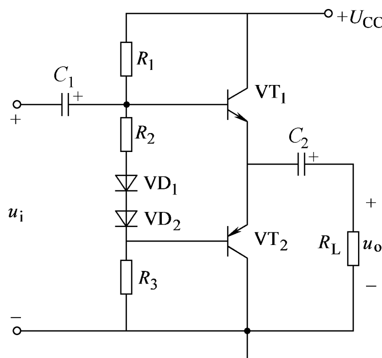


图 10-45　甲乙类 OTL 功率放大电路

图 10-47 所示为用 D2002 组成的音频功率放大电路。输入信号 u_i 经耦合电容 C_1 送到 D2002 集成功率放大器的输入端 1，放大后的信号由输出端 4 经耦合电容 C_2 送到负载。5 为电源端，接 U_{CC}，3 为接地端。R_1、R_2 和 C_3 用以提高放大电路工作稳定性并改善其性能；C_4、R_3 用来改善放大电路的频率特性，防止产生高频自激振荡。负载是 4Ω 的扬声器。该电路的不失真最大输出功率为 5W。

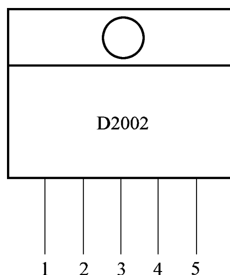


图 10-46　D2002 集成功率放大器的外形

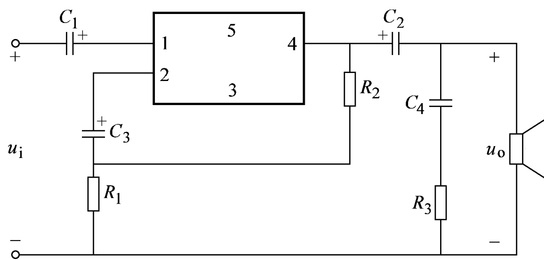


图 10-47　D2002 组成的音频功率放大电路

练习与思考题

10-5-1　简述差动放大电路在电路结构上的特点。

10-5-2　在典型的双端输入—双端输出差动放大电路中，为什么共模抑制电阻 R_E 能抑制零点漂移？是不是 R_E 越大越好？R_E 对差模信号有没有影响？

10-5-3　什么是共模信号和差模信号？差动放大电路能否同时放大差模信号和共模信号？

10-5-4　在图 10-39 所示的典型差动放大电路中，若在 $u_{i1}=u_{i2}=0$ 的情况下，输出电压 u_o 为一很小的正值，要使 $u_o=0$，调零电位器 RP 的滑动触头应向左还是向右调？

10-5-5　功率放大器的任务是什么？它与电压放大器有何区别？对功率放大器有何要求？

10-5-6　在极限和理想情况下，OCL 和 OTL 互补对称功率放大电路的输出电压（有效值）各是多少？设电源电压为 U_{CC}。

10-5-7　什么是甲类、乙类和甲乙类工作状态？分析三种工作状态的效率和失真情况。产生交越失真的原因是什么？如何消除这种失真？

10-5-8　互补对称功率放大电路的实质是，利用两个对称的射极输出器，一个放大信号的正半周，另一个放大信号的负半周。试说明这种做法的好处。

10-5-9　功率放大电路与电压放大电路有何区别？能否用微变等效电路分析功率放大电路？

10.6　场效应晶体管及其放大电路

场效应晶体管（Field-Effect Transistor，FET）是一种利用电场效应进行工作的半导体器件，它与双极型晶体管的主要区别是，双极型晶体管是电流控制器件，其输出电流受基极电流控制，而场效应晶体管是电压控制器件，它的输出电流取决于输入端电压的大小，基本上不需要输入电流。所以，由场效应晶体管组成的放大电路可以有很高的输入电阻，可高达 $10^9 \sim 10^{14}\Omega$。另外，场效应晶体管还有热稳定性好、抗辐射能力强和制造工艺简单等优点，现已广泛应用于放大电路和数字集成电路中。

场效应晶体管按其结构的不同，分为结型场效应晶体管和绝缘栅场效应晶体管（Isolated-Gate Field-Effect Transistor，IGFET）。结型场效应晶体管是利用半导体内的电场效应工作的，绝缘栅场效应晶体管是利用半导体表面的电场效应工作的；目前应用较广泛的是 MOS 型（Metal-Oxide-Semiconductor）绝缘栅场效应晶体管。限于篇幅，本书只介绍这一种场效应晶体管及其放大电路。

10.6.1　绝缘栅场效应晶体管

绝缘栅场效应晶体管按其工作状态可分为增强型和耗尽型两类，每一类又有 N 型沟道（N Channel）和 P 型沟道（P Channel）之分。下面，首先讨论 N 沟道增强型 MOS 管，然后指出耗尽型 MOS 管的特点。

1. 增强型 MOS 管

增强型 MOS 管（Enhancement Mode MOSFET）用一块掺杂浓度较低的 P 型薄硅片作衬底，在其上用扩散的方法形成两个高掺杂的 N^+ 型区，并在硅片表面生成一层薄薄的二氧化硅绝缘层。再在两个 N^+ 型区之间的二氧化硅的表面及两个 N^+ 型区的表面分别安置三个电极：栅极 G（Gate，Grid）、源极 S（Source）和漏极 D（Drain），如图 10-48 所示。由于栅极与其他电极及硅片之间是绝缘的，故称为绝缘栅场效应晶体管。

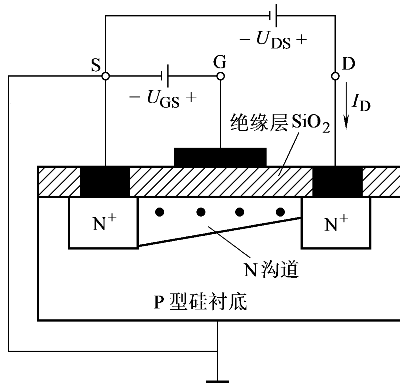


图 10-48　N 沟道增强型 MOS 管的结构

当 $U_{GS}=0$ 时，如果在漏极与源极间加正向电压 U_{DS}，由于在两个由 N 型半导体组成的漏极与源极之间，被一个 P 型的衬底隔开，形成两个“背靠背”串联的 PN 结，不具有原始导电沟道，这时漏极电流 I_D 近似为零。

当栅极和源极之间加上电压 U_{GS}后，在电极附近就产生垂直于电极的电场，由于绝缘氧化层很薄，即使 U_{GS}只有几伏，电场强度也很高，P 型衬底中的电子受电场力的吸引到达表层，填补空穴形成负离子的耗尽层（Depletion Layer）。当电压达到一定数值时，吸引到表层

附近的电子便形成一个带负电荷的薄层，称为反型层，这个反型层就是沟通源区和漏区的导电沟道(Conductive Channel)，称为沟道。由于它是带负电荷的，故称为N型沟道，形成导电沟道时的栅源电压值称为开启电压（Threshold Voltage），用 $U_{GS(th)}$ 表示。当 U_{GS} 超过 $U_{GS(th)}$ 后，U_{GS} 越大，沟道就越宽，导电能力就越强。导电沟道形成后，在漏极和源极之间加上电压 U_{DS}，就产生漏极电流 I_D，显然，对相同的 U_{DS}，U_{GS} 越大，I_D 就越大。I_D 与 U_{GS} 的关系称为转移特性（Transfer Characteristic），相当于双极型晶体管的输入特性。N沟道增强型MOS管的转移特性如图10-49所示，其解析式为

$$I_D = K[U_{GS} - U_{GS(th)}]^2 \tag{10-48}$$

式中，K 是与管子有关的参数，由管子的结构决定。

在使用式（10-48）时还应注意，其中的 U_{GS} 必须大于 $U_{GS(th)}$，否则 $I_D = 0$。

在 $U_{GS} > U_{GS(th)}$ 后，外加较小的 U_{DS}，漏极电流 I_D 随 U_{DS} 的增加迅速增大，并达到饱和。对不同的 U_{GS}，I_D 的饱和值是不同的。I_D 与 U_{DS} 之间的关系称为场效应晶体管的输出特性，如图10-50所示。输出特性分三个区，即可变电阻区、饱和放大区和击穿区。在放大电路中，场效应晶体管一般工作在放大区。

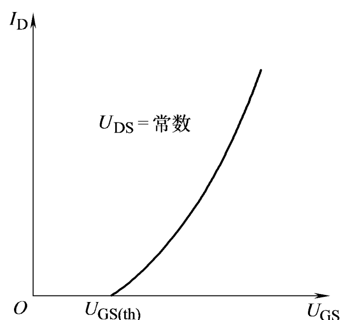


图10-49　N沟道增强型MOS管的转移特性

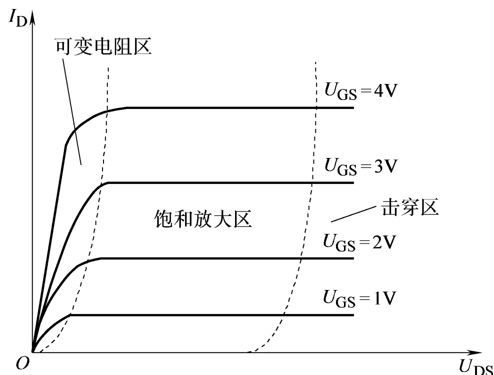


图10-50　N沟道增强型MOS管的输出特性

可变电阻区：在 u_{DS} 较小靠近特性曲线的纵轴处，i_D 几乎随 u_{DS} 线性增加。

饱和放大区：放大区 i_D 只受 u_{GS} 的控制而几乎与 u_{DS} 无关，具有恒流特点。

击穿区：当 u_{DS} 增大到某值时，栅源间发生反向击穿，i_D 急剧增加，如不加限制，会造成管子损坏。

与双极型晶体管相似，绝缘栅场效应晶体管也有一个表示其放大能力的参数，称为跨导(Transconductance)，用符号 g_m 表示，其定义为 $g_m = \left.\frac{\Delta I_D}{\Delta U_{GS}}\right|_{U_{DS}}$。跨导反映了栅源电压对漏极电流的控制能力，从转移特性曲线上看，跨导是工作点处的斜率，即

$$g_m = \left.\frac{dI_D}{dU_{GS}}\right|_{U_{DS}} \tag{10-49}$$

2. 耗尽型MOS管

耗尽型MOS管（Depletion Mode MOSFET）的结构与增强型基本相同，不同点在于耗尽型MOS管的二氧化硅绝缘层中掺有大量的正离子，因而在两个 N^+ 区之间感应出较多的电子，形成原始的导电沟道，如图10-51所示。这样，只要 $U_{DS} > 0$，即使 $U_{GS} = 0$，I_D 也不为

零。当 $U_{GS}>0$ 时，在 N 型沟道内感应出更多的电子，使导电沟道变宽，使 I_D 增大，所以 I_D 随 U_{GS} 的增加而增大；当 $U_{GS}<0$ 时，U_{GS} 抵消了绝缘层中正离子的作用，使导电沟道变窄，沟道电阻增加，I_D 变小，即 U_{GS} 越负，I_D 越小；当 U_{GS} 达到一定的负值时，绝缘层中正离子产生的电场被栅极削弱到不能感应足够的电子形成导电沟道，这时，I_D 才等于零。这时的栅源电压值称为夹断电压（Pinch-off Voltage），用 $U_{GS(off)}$ 表示，$U_{GS(off)}$ 是一个负值。

图 10-51　N 沟道耗尽型 MOS 管的结构

实验表明，耗尽型 MOS 管的转移特性如图 10-52所示，其解析式为

$$I_D = I_{DSS}\left(1-\frac{U_{GS}}{U_{GS(off)}}\right)^2 \tag{10-50}$$

式中，I_{DSS} 为 $U_{GS}=0$ 时的漏极电流。

耗尽型 MOS 管的输出特性与增强型 MOS 管的相似，如图 10-53 所示。

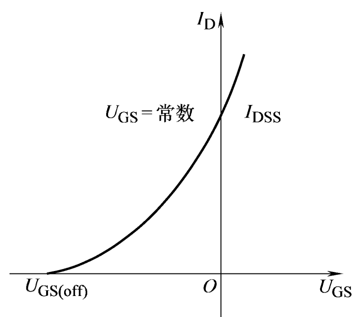


图 10-52　N 沟道耗尽型 MOS 管的转移特性

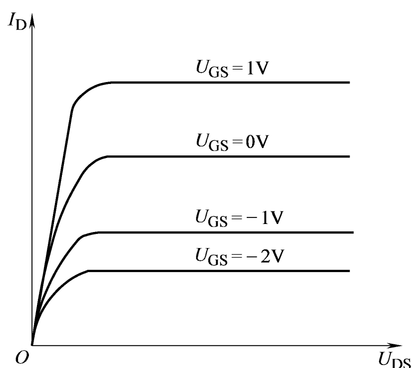


图 10-53　N 沟道耗尽型 MOS 管的输出特性

N 沟道增强型和耗尽型 MOS 管的区别主要在于是否有原始导电沟道。所以要判断一个没有型号的 MOS 管是增强型还是耗尽型，只要检查它在 $U_{GS}=0$ 时，在漏、源极间加电压是否能导通，就可做出判断。

N 沟道 MOS 管的图形符号如图 10-54 所示。P 沟道 MOS 管的工作原理与 N 沟道的相似，只是要调换电源的极性，电流的方向也相反，其图形符号如图 10-55 所示。

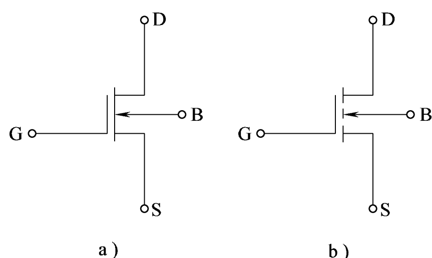


图 10-54　N 沟道 MOS 管的图形符号
a）N 沟道耗尽型　b）N 沟道增强型

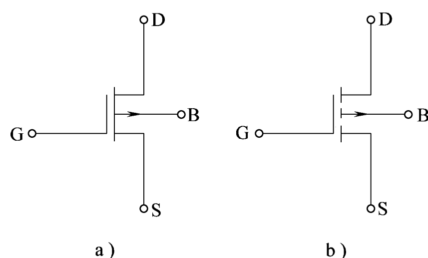


图 10-55　P 沟道 MOS 管的图形符号
a）P 沟道耗尽型　b）P 沟道增强型

10.6.2　场效应晶体管放大电路

由于场效应晶体管具有很高的输入电阻，适用于对高内阻信号源的放大，通常用在多级放大电路的输入级。

与双极型晶体管相比，场效应晶体管的源极、漏极和栅极分别相当于发射极、集电极和基极。两者的放大电路也相似：双极型晶体管放大电路是用 i_B 控制 i_C，当 U_{CC} 和 R_C 确定时，其静态工作点由 I_B 决定；场效应晶体管放大电路用 u_{GS} 控制 i_D，当 U_{DD} 和 R_D、R_S 确定时，其静态工作点由 U_{GS} 决定。

1. 场效应晶体管的偏置及其电路的静态分析

自给偏压和分压式偏置是在场效应晶体管放大电路中常用的偏置方法。

（1）自给偏压

场效应晶体管自给偏压电路如图 10-56 所示，它只适用于结型场效应晶体管或耗尽型 MOS 管组成的电路。因为这两种管子在 $U_{GS}=0$ 时，I_D 也不为零，所以在该电路中

$$U_{GS}=-I_D R_S \tag{10-51}$$

由于耗尽型 MOS 管的 I_D 与 U_{GS} 的关系满足式（10-50），故

$$I_D=I_{DSS}\left(1-\frac{U_{GS}}{U_{GS(off)}}\right)^2$$
$$U_{DS}=U_{DD}-I_D(R_S+R_D) \tag{10-52}$$

当求得的 Q 点值满足 $U_{DS}>U_{GS}-U_{GS(off)}$ 时，管子才工作于放大区；否则，求得的 Q 点值没有意义。

因为由增强型 MOS 管组成的放大电路，工作时 U_{GS} 为正，所以无法采用自给偏压偏置电路。

（2）分压式偏置

场效应晶体管分压式偏置电路如图 10-57 所示。这种偏置方式既适用于增强型场效应晶体管，也适用于耗尽型场效应晶体管。

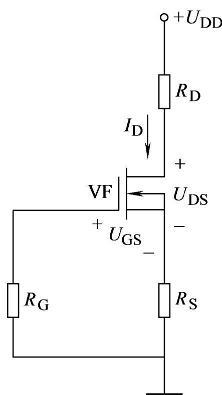


图 10-56　场效应晶体管自给偏压电路

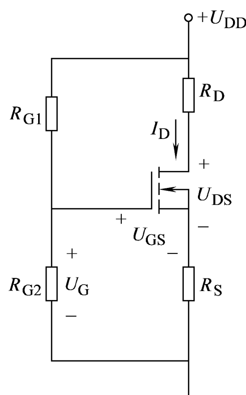


图 10-57　场效应晶体管分压式偏置电路

由图 10-57 可得

$$U_{GS}=U_{DD}\frac{R_{G2}}{R_{G1}+R_{G2}}-I_DR_S \tag{10-53}$$

2. 场效应晶体管的微变等效电路

由场效应晶体管的转移特性和输出特性可知，场效应晶体管是一个非线性元件，与双极型晶体管类似，在输入小信号时，可以用一个线性电路即微变等效电路来等效它。

先看输入回路，由于场效应晶体管的输入电阻极高，栅极电流几乎为零，可以将场效应晶体管的输入回路等效成开路。再看输出特性曲线，当场效应晶体管工作在放大区时，漏极电流 I_D 与 U_{DS} 几乎无关，只由 U_{GS} 决定。小信号输入时，由跨导 g_m 的定义式可得 $i_d=g_mu_{gs}$，即漏极电流的时变量可用受控源 g_mu_{gs} 等效，这样，场效应晶体管的微变等效电路如图 10-58 所示。

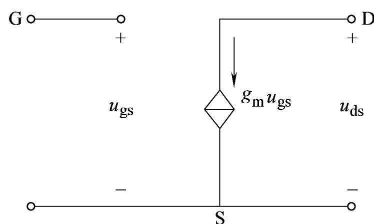


图 10-58　场效应晶体管的微变等效电路

3. 场效应晶体管放大电路的动态分析

以 N 沟道耗尽型 MOS 管为例，介绍由场效应晶体管组成的共源极及共漏极放大电路及其分析方法。

（1）共源极放大电路

图 10-59 所示为典型的共源极放大电路。其微变等效电路如图 10-60 所示。

由于

$$\dot{U}_i=\dot{U}_{gs}$$

$$\dot{U}_o=-\dot{I}_dR'_L=-g_m\dot{U}_{gs}R'_L$$

式中，$R'_L=R_D//R_L$。

所以，电压放大倍数为

$$A_u=\frac{\dot{U}_o}{\dot{U}_i}=\frac{-g_m\dot{U}_{gs}R'_L}{\dot{U}_{gs}}=-g_mR'_L \tag{10-54}$$

输入、输出电阻分别为

$$r_i=R_G+R_{G1}//R_{G2} \tag{10-55}$$

$$r_o=R_D \tag{10-56}$$

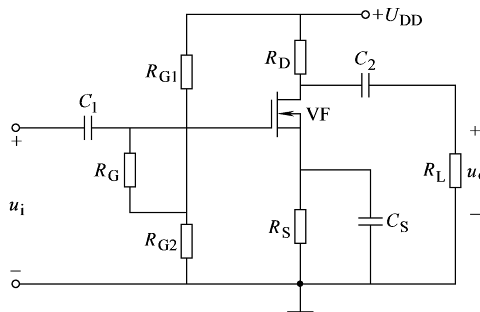


图 10-59　共源极放大电路

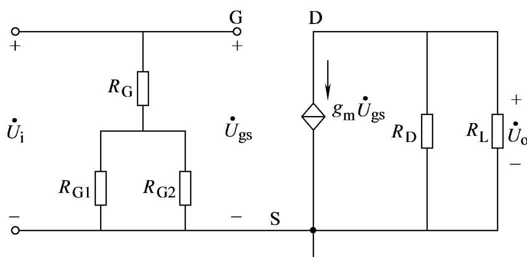


图 10-60　共源极放大电路的微变等效电路

例 10-12　在图 10-59 所示电路中，设场效应晶体管的 $I_{DSS}=4\text{mA}$，$U_{GS(off)}=-4\text{V}$，电路参数如下：$R_G=5.1\text{M}\Omega$，$R_{G1}=100\text{k}\Omega$，$R_{G2}=20\text{k}\Omega$，$R_D=R_S=4\text{k}\Omega$，$R_L=4\text{k}\Omega$，$U_{DD}=$

12V，电容 C_1、C_2、C_S 足够大，容抗可忽略。求：电路的静态工作点以及电压放大倍数 A_u、输入电阻 r_i、输出电阻 r_o。

解：求电路的静态工作点。由式（10-50）和式（10-53）得

$$I_D = I_{DSS}\left(1-\frac{U_{GS}}{U_{GS(off)}}\right)^2 = 4\left(1+\frac{U_{GS}}{4}\right)^2$$

$$U_{GS} = U_{DD}\frac{R_{G2}}{R_{G1}+R_{G2}} - I_D R_S = 12\times\frac{20}{100+20} - 4I_D = 2-4I_D$$

联解上面两式，可求得

$$I_{D1} = 1\text{mA}, U_{GS1} = -2\text{V}$$
$$I_{D2} = 2.25\text{mA}, U_{GS2} = -7\text{V}$$

由于 $U_{GS(off)} = -4\text{V}$，故 I_{D2}、U_{GS2}不合题意，舍去，所以 $I_{D1} = 1\text{mA}$，$U_{GS1} = -2\text{V}$。

$$U_{DS} = U_{DD} - I_D(R_S + R_D) = [12 - 1\times(4+4)]\text{V} = 4\text{V}$$

求 A_u、r_i、r_o。场效应晶体管的跨导为

$$g_m = -2\frac{\sqrt{I_D I_{DSS}}}{U_{GS(off)}} = -2\times\frac{\sqrt{1\times4}}{-4}\text{mS} = 1\text{mS}$$

电压放大倍数为

$$A_u = -g_m R'_L = -1\times 4//4 = -2$$

输入、输出电阻为

$$r_i = R_G + R_{G1}//R_{G2} \approx R_G = 5.1\text{M}\Omega$$
$$r_o = R_D = 4\text{k}\Omega$$

（2）共漏极放大电路

共漏极放大电路又称为源极输出器，它与双极型晶体管组成的射极输出器具有相似的特点：输入电阻大，输出电阻小，电压放大倍数小于 1 而接近于 1，电路如图 10-61 所示。共漏极放大电路的静态分析与分压式偏置共源放大电路相似，只需令 $R_D = 0$ 即可，此处不再重复，下面做动态分析，其微变等效电路如图 10-62 所示。

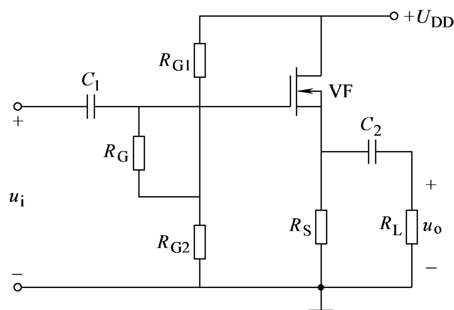


图 10-61　共漏极放大电路

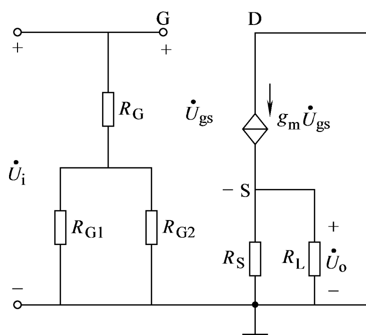


图 10-62　共漏极放大电路的微变等效电路

由图 10-62 可得，电压放大倍数为

$$A_u = \frac{\dot{U}_o}{\dot{U}_i} = \frac{g_m \dot{U}_{gs} R'_L}{\dot{U}_{gs} + g_m \dot{U}_{gs} R'_L} = \frac{g_m R'_L}{1+g_m R'_L} \tag{10-57}$$

式中，$R_L' = R_S // R_L$。

输入、输出电阻分别为

$$r_i = R_G + R_{G1} // R_{G2} \quad (10\text{-}58)$$

根据输出电阻的定义，令 $\dot{U}_i = 0$，R_L 开路，在输出端外加测试电压 $\dot{U}$，输出电阻的等效电路如图 10-63 所示。

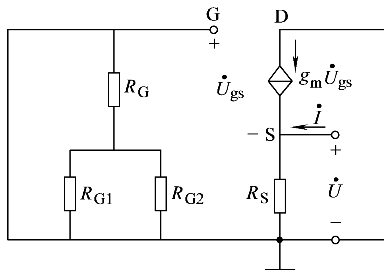


图 10-63　共漏极放大电路输出电阻的等效电路

由图 10-63 可知

$$r_o = \frac{\dot{U}}{\dot{I}} = \frac{\dot{U}}{\dfrac{\dot{U}}{R_S} - g_m \dot{U}_{gs}} = \frac{\dot{U}}{\dfrac{\dot{U}}{R_S} + g_m \dot{U}}$$

$$= \frac{1}{\dfrac{1}{R_S} + g_m} = R_S // \frac{1}{g_m} \quad (10\text{-}59)$$

练习与思考题

10-6-1　场效应晶体管和晶极管相比有什么特点？

10-6-2　场效应晶体管为什么又称为单极型晶体管？

10-6-3　场效应晶体管的导电沟道是指什么？绝缘栅场效应管的类型及表示符号是什么？

10-6-4　比较普通晶体管与场效应晶体管的特性曲线有什么相似和不同之处？

10-6-5　简述场效应晶体管的夹断电压和开启电压的意义。

10-6-6　绝缘栅场效应晶体管的栅极为什么不能开路？

10-6-7　为什么增强型 MOS 场效应晶体管放大电路不能采用自给偏置的方式？

10-6-8　比较共源极场效应晶体管放大电路和共发射极晶体管放大电路在结构上的相似之处，为什么前者的输入电阻较高？

10.7　工程应用举例

超外差式收音机的组成框图如图 10-64 所示。

超外差式收音机的工作原理如下：

天线接收到的高频信号进入输入调谐电路，通过改变谐振点就可以选择出不同的电台信号，干扰信号相应被抑制。若天线接收到的信号经输入回路选择出的信号频率为 $f_{信}$，输入到变频级，变频级本身带有可调谐的本机振荡器，产生的信号频率为 $f_{振}$，两信号利用晶体管的非线性作用进行变频，变频后，输出端用谐振回路选出 $f_{振} - f_{信}$ 的差频信号。此差频信号仍为一个调幅波，包络线并没有改变，其频率为 $f_{中}$（$f_{中} = f_{振} - f_{信} = 465\text{kHz}$），称为中频信号。本机振荡器的调谐电容与输入电路中的调谐电容共轴，组成双联可调电容器，这样在选择电台的过程中，本机振荡的频率 $f_{振}$ 就可以随所接收到的电台的频率 $f_{信}$ 而改变，从而使得在整个接收频段内，无论收听哪一个电台，都能始终保持变频级输出的是一个固定的中频信号，即 $f_{振} - f_{信} = 465\text{kHz}$。该中频信号经过检波器及电源滤波器滤除高频后得到音频信号，

再经低放级和功放级放大，输出一定的音频功率，以推动扬声器发声。

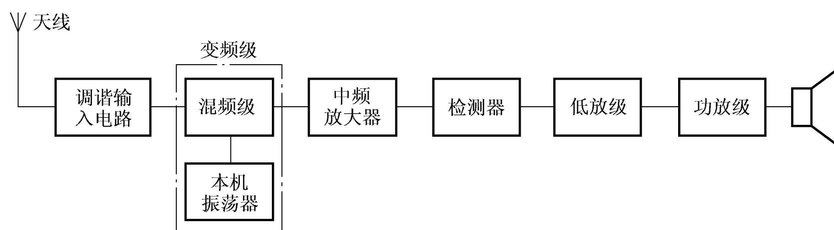


图 10-64　超外差式收音机的组成框图

图 10-65 所示电路是一款超外差式收音机的原理图，下面逐级分析各元器件的作用。

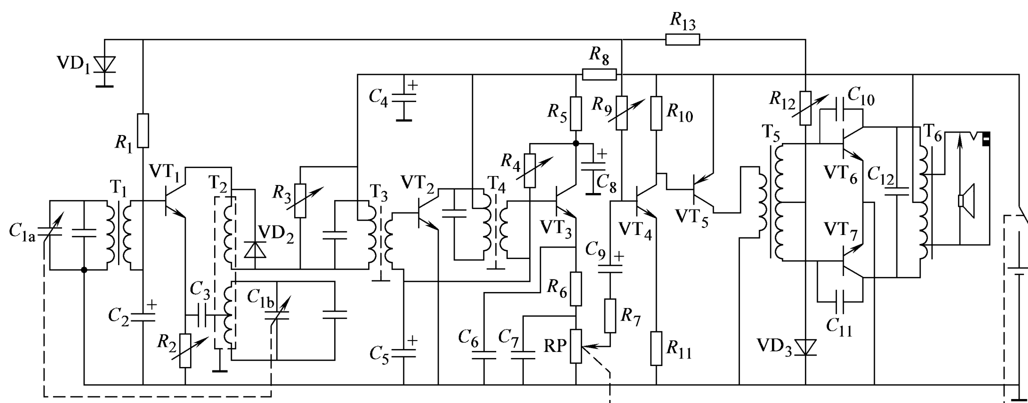


图 10-65　超外差式收音机的原理图

C_{1a}、T_1 组成调谐输入回路，由于 T_1C_{1a}调谐在所接收的信号频率上，其他电台和干扰信号相应被抑制。VT_1、T_2、C_{1b}、T_3 组成变频级。VT_1 为变频管，T_3 初级为变频级负载，C_{1b}、T_2 组成本机振荡回路，产生本机振荡电压。C_3 为振荡耦合电容。R_1、R_2 是 VT_1 的偏置电阻，C_2 为高频旁路电容，避免信号损耗太大。信号经变频级后转换为 465kHz 的中频信号，由中频变压器 T_3 取出，耦合到中放级 VT_2 的基极。本级中放加有自动增益控制电路，它的偏置由 R_4 决定。C_5 是一个容量很大的电解电容，其主要作用是滤除检波后的间频电流，经 VT_2 放大后的中频信号，经第二中频变压器 T_4 耦合到检波级 VT_3 的基极。

T_3、VT_2、T_4、VT_3 组成一级中放晶体管检波电路，从中频信号取出音频信号。C_6 和 C_8 为旁路电容，R_5 为集电极负载电阻。因为信号较小，所以利用 VT_3 的非线性起检波作用，高频信号被 C_6 和 C_8 旁路掉。检波后的低频信号（音频）从电位器 RP 取出，RP 为音量控制电位器（带电源开关）。

检波后的音频信号经音频耦合电容 C_9 送到低放管 VT_4 的基极，R_9 是 VT_4 的偏置电阻。音频信号经过放大，从 VT_4 的集电极输出，通过输入变压器 T_5 送到推挽级，其中 T_5 为音频推挽输出变压器，T_5 的一次绕组为 VT_4、VT_5 的负载。VT_6、VT_7 组成推挽功率放大级，音频信号经过功率放大后以推动扬声器发出声音。T_6 为自耦式功率输出变压器，R_8、C_4 组成电源滤波电路，R_2 可以调节 VT_1 的直流电流，R_4 为 VT_2 的直流偏置电阻，R_9 可以调节 VT_4、VT_5 的偏流，R_{12}可以调整 VT_6、VT_7 的偏流。VD_1 的正向压降起稳定电压的作用及控制 VT_1、VT_4、VT_5 的偏流的作用。

10.8　Multisim 仿真

按图 10-66 所示连接好电路，运用“Analysis”菜单中的“DC Operating Point”功能选项分析直流工作点，结果如图 10-67 所示，与理论分析的数值基本相符。

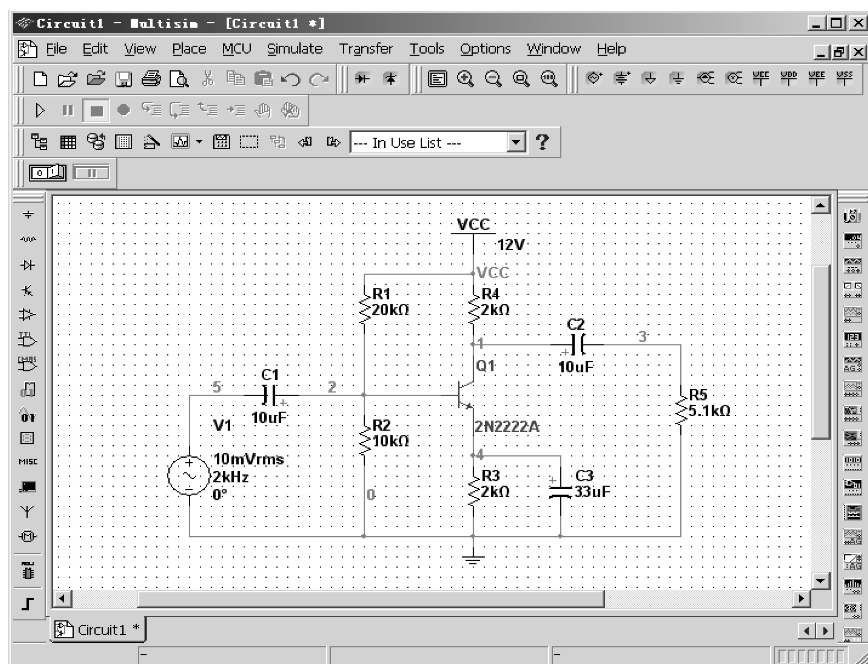


图 10-66　单管分压式放大电路的原理图

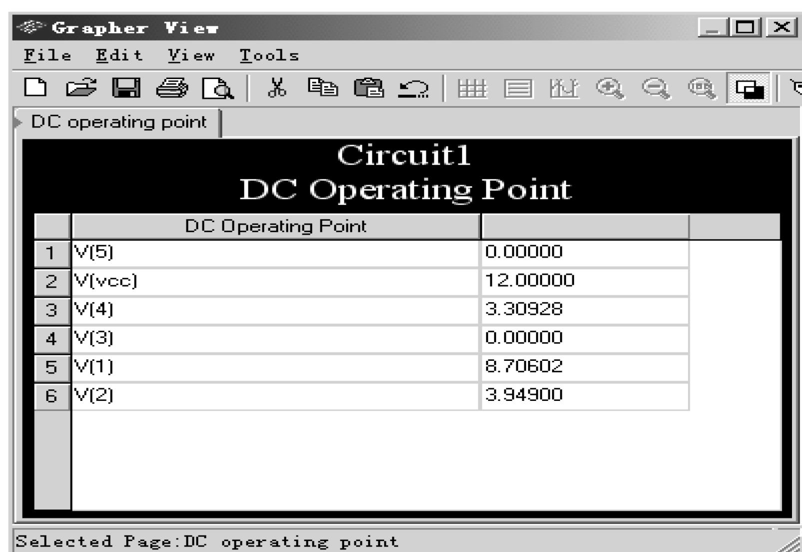


图 10-67　静态工作点仿真分析

在图 10-66 所示电路的基础上，加上输入交流信号源，构成动态测试电路如图 10-68 所

示。在图中，示波器的通道 A 接在放大电路的输入端，通道 B 接在放大电路的输出端，既可观察电路输出信号是否失真，又可测量电路的电压放大倍数。

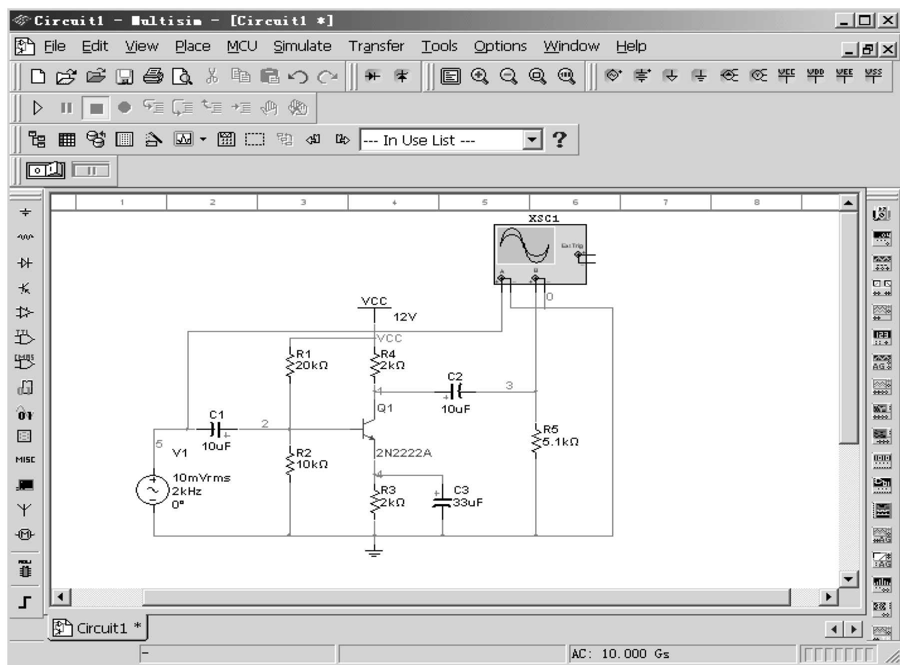


图 10-68　单管分压式放大电路的动态测试图

用鼠标双击图 10-68 所示的示波器图标，系统会弹出示波器面板图，再单击示波器面板图中的“Expand”，就会出现如图 10-69 所示放大了的示波器面板图。由图可见，示波器时

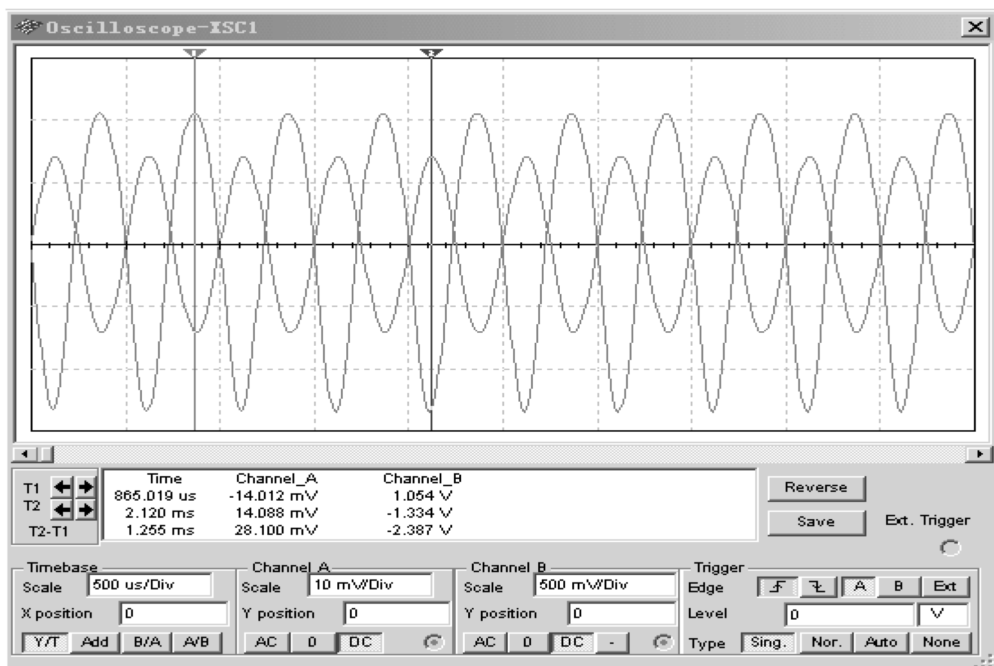


图 10-69　单管分压式放大电路示波器测量结果

标 T1 所指的是输入信号的负峰值和输出信号的正峰值。从图下面的小方框中可读出，输出电压峰值为 1.054V，输入电压峰值为 14.012mV。所以，该放大电路的电压放大倍数约为 75 倍，此值与理论值基本相等。

习　　题

10-1　有三个正常工作的晶体管分别接在放大电路中，今测得三个电极的电位 U_1、U_2、U_3 分别为：(1) $U_1=6V$，$U_2=3V$，$U_3=2.3V$；(2) $U_1=3V$，$U_2=10.3V$，$U_3=10V$；(3) $U_1=-6V$，$U_2=-2.3V$，$U_3=-2V$。试确定晶体管的各电极，并说明晶体管是硅管还是锗管？是 NPN 型还是 PNP 型？

10-2　晶体管工作在放大区时，要求发射结上加正向电压，集电结上加反向电压。试就 NPN 和 PNP 型两种情况讨论：(1) V_C 和 V_B 的电位哪个高？U_{CB}是正还是负？(2) V_B 和 V_E 的电位哪个高？U_{BE}是正还是负？(3) V_C 和 V_E 的电位哪个高？U_{CE}是正还是负？

10-3　在一放大电路中，测得某正常工作的晶体管电流 $I_E=2mA$，$I_C=1.98mA$，若通过调节电阻，使 $I_B=40\mu A$，求此时的 I_C。

10-4　某晶体管的 $P_{CM}=100mW$，$I_{CM}=20mA$，$U_{(BR)CEO}=15V$，试问在下列几种情况下，哪种是正常工作？(1) $U_{CE}=3V$，$I_C=10mA$；(2) $U_{CE}=2V$，$I_C=40mA$；(3) $U_{CE}=6V$，$I_C=20mA$。

10-5　测得放大电路中两只晶体管两个电极的电流如图 10-70所示。分别求另一电极的电流，标出其实际方向，并在圆圈内画出管子的图形符号。

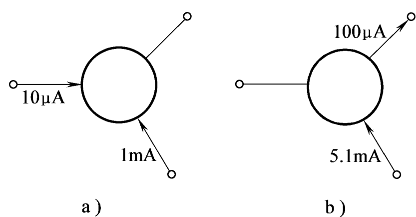


图 10-70　习题 10-5 图

10-6　电路如图 10-71a 所示，图 10-71b 是晶体管的输出特性。利用图解法分别求出 $R_L=\infty$ 和 $R_L=3k\Omega$ 时的静态工作点。

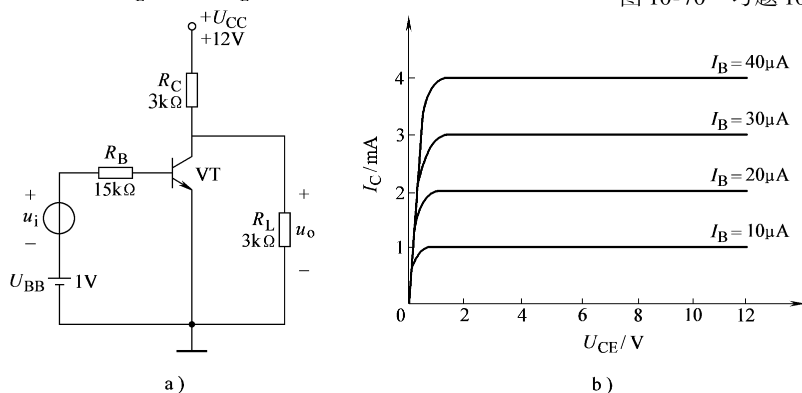


图 10-71　习题 10-6 图

10-7　试判断图 10-72 中各个电路能否放大交流信号？为什么？各个电路中哪些采取了稳定静态工作

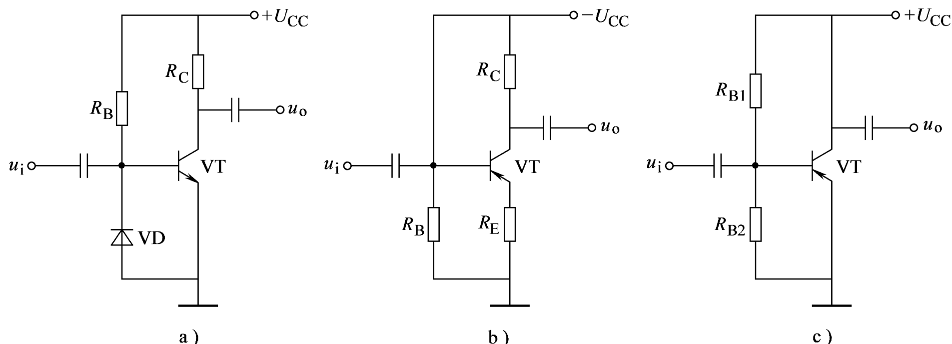


图 10-72　习题 10-7 图

点的措施？

10-8　放大电路如图 10-73 所示，已知 $U_{CC}=16V$，$R_B=120k\Omega$，$R_C=1.5k\Omega$，$\beta=40$，试求：(1) 静态工作点 I_B、I_C 和 U_{CE}；(2) 如果换一只 $\beta=80$ 的晶体管，工作点将如何变化？(3) 利用微变等效电路计算放大电路的电压放大倍数 A_u、输入电阻 r_i 和输出电阻 r_o。

10-9　在图 10-73 所示电路中，若 $U_{CC}=10V$，今要求 $U_{CE}=5V$，$I_C=2mA$，试求 R_C 和 R_B 的阻值。设晶体管的 $\beta=40$。

10-10　在图 10-73 所示的固定偏置放大电路中，$U_{CC}=9V$，晶体管的 $\beta=20$，$I_C=1mA$。今要求 $|A_u|\leqslant100$，试计算 R_C、R_B 及 U_{CE}。

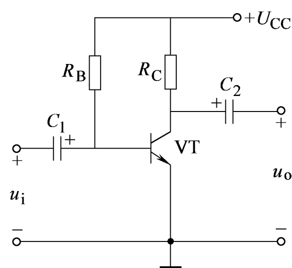


图 10-73　习题 10-8 图

10-11　放大电路如图 10-74a 所示，其晶体管的输出特性以及放大电路的交、直流负载线如图 10-74b 所示。试问：(1) R_B、R_C、R_L 各为多少？(2) 不产生失真的最大输入电压 U_{imax} 为多少？(3) 若不断加大输入电压的幅值，该电路首先出现何种性质的失真？调节电路中哪个电阻能消除失真？将阻值调大还是调小？(4) 将 R_L 电阻调大，对交、直流负载线会产生什么影响？(5) 若电路中其他参数不变，只将晶体管换一个 β 值小一半的管子，这时 I_B、I_C、U_{CE} 及 $|A_u|$ 将如何变化？

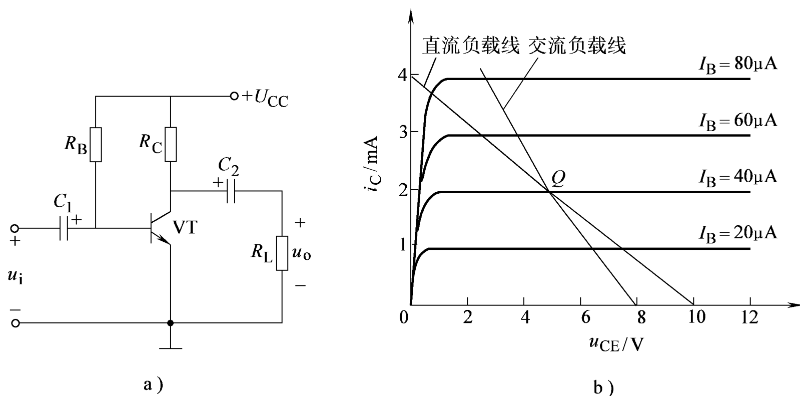


图 10-74　习题 10-11 图

10-12　已知某放大电路的输出电阻为 3.3kΩ，输出端的开路电压的有效值 $U_{OC}=2V$，试问该放大电路接有负载电阻 $R_L=5.1k\Omega$ 时，输出电压将下降到多少？

10-13　在图 10-75 中，已知：$R_{B1}=120k\Omega$，$R_{B2}=39k\Omega$，$R_{E1}=100\Omega$，$R_{E2}=2k\Omega$，$R_C=3.9k\Omega$，$R_L=3.9k\Omega$，$\beta=60$，$r_{be}=1.8k\Omega$，信号源的输入信号 $\dot{E}_s=15mV$，内阻 $R_s=0.6k\Omega$，试求：(1) 该放大电路的输入电阻和输出电阻；(2) 输出电压 $\dot{U}_o$；(3) 如果 $R_{E1}=0$，$\dot{U}_o$ 等于多少？

10-14　在图 10-76 所示的分压式偏置电路中，晶体管为硅管，$U_{CC}=12V$，$R_{B1}=15k\Omega$，$R_{B2}=3k\Omega$，$R_E=$

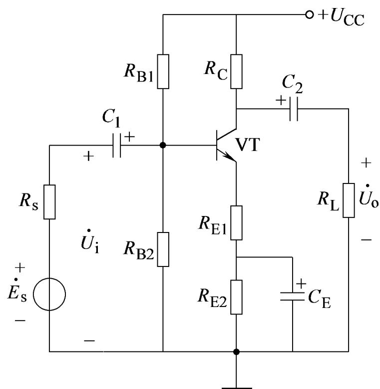


图 10-75　习题 10-13 图

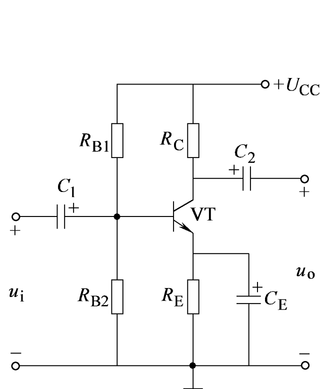


图 10-76　习题 10-14 图

500Ω，$R_C=2k\Omega$，$\beta=40$，$U_{BE}=0.7V$。试求：（1）估算电路的静态工作点 I_B、I_C 和 U_{CE}；（2）若接入 5kΩ 的负载电阻，求电压放大倍数 A_u、输入电阻 r_i 和输出电阻 r_o；（3）若发射极旁路电容断开，重复（2）中的计算。

10-15　在图 10-76 所示的分压式偏置放大电路中，已知 $U_{CC}=15V$，$R_E=2k\Omega$，$R_C=3k\Omega$，$I_C=1.55mA$，$\beta=50$，试估算 R_{B1} 和 R_{B2}。

10-16　电路如图 10-77 所示，已知 $U_{CC}=12V$，$R_{B1}=25k\Omega$，$R_{B2}=5k\Omega$，$R_E=1k\Omega$，$R_F=300\Omega$，$R_C=5k\Omega$，$R_L=5k\Omega$，晶体管的 $\beta=100$，试求：（1）估算电路的静态工作点 I_B、I_C 和 U_{CE}；（2）电压放大倍数 A_u、输入电阻 r_i 和输出电阻 r_o；（3）若电容 C_E 开路，则将引起电路的哪些动态参数发生变化？如何变化？

10-17　在图 10-78 中，已知 $U_{CC}=12V$，$U_{BE}=0.7V$，$R_E=2k\Omega$，$R_C=2k\Omega$，$R_B=300k\Omega$，$\beta=50$。电路有两个输出端。试求：（1）电压放大倍数 $A_{u1}=\dfrac{\dot{U}_{o1}}{\dot{U}_i}$ 和 $A_{u2}=\dfrac{\dot{U}_{o2}}{\dot{U}_i}$；（2）输出电阻 r_{o1} 和 r_{o2}。

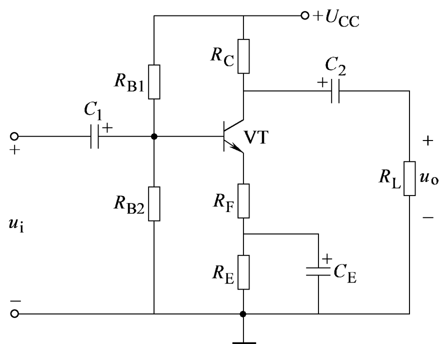


图 10-77　习题 10-16 图

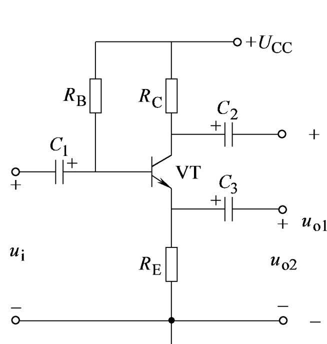


图 10-78　习题 10-17 图

10-18　在图 10-79 所示的射极输出器中，已知 $R_{B1}=100k\Omega$，$R_{B2}=30k\Omega$，$R_E=1k\Omega$，$R_s=50\Omega$，$r_{be}=1k\Omega$，$\beta=50$，试求：A_u、r_i 和 r_o。

10-19　在图 10-80 所示的射极输出器中，已知 $U_{CC}=24V$，$R_B=150k\Omega$，$R_E=3k\Omega$，$R_L=1k\Omega$，晶体管为硅管，$U_{BE}=0.7V$，$\beta=50$，试求：（1）静态工作点 I_B、I_C 和 U_{CE}；（2）A_u、r_i 和 r_o。

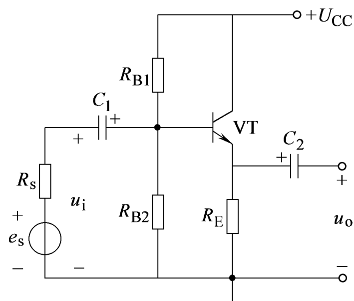


图 10-79　习题 10-18 图

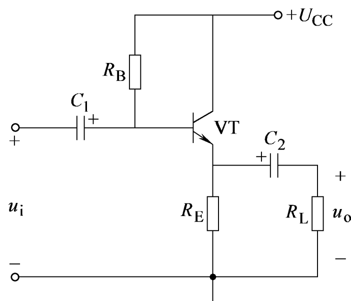


图 10-80　习题 10-19 图

10-20　在图 10-81 所示两级放大电路中，已知 $U_{CC}=24V$，$U_{BE1}=U_{BE2}=0.7V$，$R_{B1}=1M\Omega$，$R_{B2}=510k\Omega$，$R_{E1}=27k\Omega$，$R_{C2}=10k\Omega$，$\beta_1=\beta_2=50$，求电压放大倍数 A_u、输入电阻 r_i 和输出电阻 r_o。

10-21　在图 10-82 所示的差动放大电路中，$U_{CC}=6V$，$U_{EE}=6V$，$R_E=5.1k\Omega$，$R_C=5.1k\Omega$，$R_B=10k\Omega$，$U_{BE}=0.7V$，$\beta=50$，输入电压 $u_{i1}=7mV$，$u_{i2}=3mV$。试求：（1）放大电路的静态值 I_B、I_C 及各电极的电位 V_E、V_C 和 V_B；（2）把输入电压 u_{i1}、u_{i2} 分解为共模分量 u_{ic1}、u_{ic2} 和差模分量 u_{id1}、u_{id2}；（3）单端差模输出 u_{od1}、u_{od2}；（4）双端差模输出 u_{od}。

10-22　一额定功率为 4W，阻值为 8Ω 的负载，如用 OTL 互补对称放大电路驱动，忽略晶体管的饱和压降，电源电压应不低于多少？

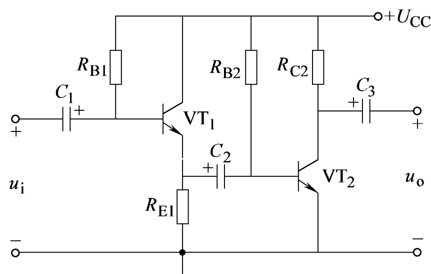


图 10-81　习题 10-20 图

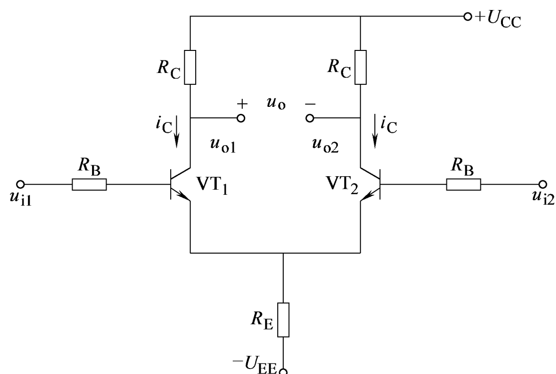


图 10-82　习题 10-21 图

10-23　准互补 OCL 对称输出电路如图 10-83 所示。试分析回答下列问题：（1）简述图中晶体管 VT$_1$ ~ VT$_5$ 构成的形式及其作用；（2）说明电阻 R_{E3}、R_{E4}的作用；（3）调整电阻 R_1，可解决什么问题？

10-24　某场效应晶体管输出特性曲线如图 10-84 所示。试判断：（1）该管属于哪种类型？画出其图形符号；（2）其夹断电压 $U_{GS(off)}$约为多少？漏极饱和电流 I_{DSS}约为多少？

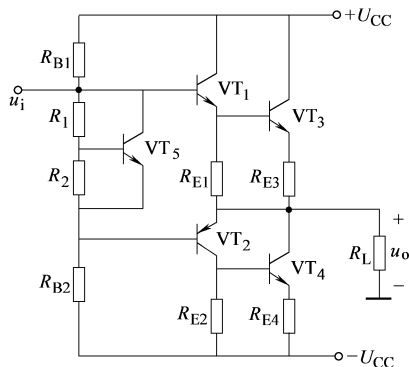


图 10-83　习题 10-23 图

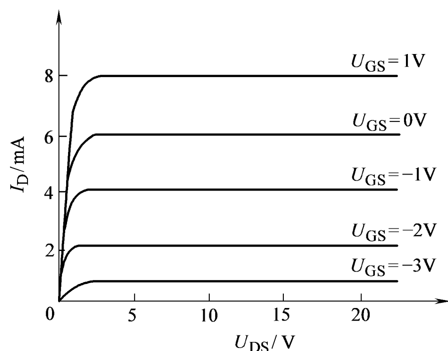


图 10-84　习题 10-24 图

10-25　电路如图 10-85 所示，已知 $U_{DD}=30\text{V}$，$R_{G1}=R_{G2}=1\text{M}\Omega$，$R_D=10\text{k}\Omega$，管子的 $U_{GS(th)}=3\text{V}$，且当 $U_{GS}=5\text{V}$ 时 $I_D=0.8\text{mA}$。试求管子的静态工作点 I_D、U_{GS}、U_{DS}的值。

10-26　场效应晶体管共源极放大电路如图 10-86 所示，已知 $U_{DD}=18\text{V}$，$R_G=100\text{M}\Omega$，$R_{G1}=2\text{M}\Omega$，$R_{G2}=47\text{k}\Omega$，$R_D=30\text{k}\Omega$，$R_S=2\text{k}\Omega$，$R_L=5\text{k}\Omega$，耗尽型 MOS 管的夹断电压 $U_{GS(off)}=-1\text{V}$，饱和漏极电流 $I_{DSS}=0.45\text{mA}$，$g_m=0.7\text{mA/V}$。试求：（1）静态工作点 I_D、U_{GS}、U_{DS}的值；（2）画出场效应晶体管放大电路的微变等效电路，并计算电路的 A_u、r_i 和 r_o。

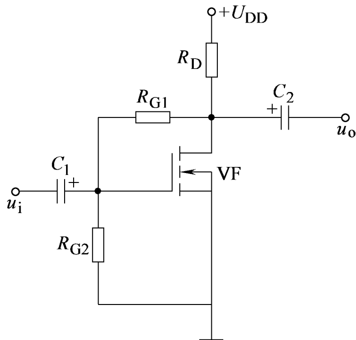


图 10-85　习题 10-25 图

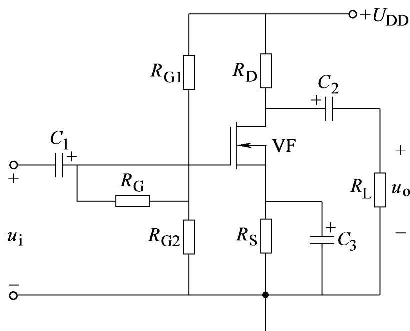


图 10-86　习题 10-26 图

10-27　在图 10-87 所示的源极输出器中，已知 $U_{DD}=12V$，$R_G=1M\Omega$，$R_{G1}=1M\Omega$，$R_{G2}=500k\Omega$，$R_S=12k\Omega$。试求：（1）静态工作点 I_D 和 U_{DS} 的值；（2）电路的电压放大倍数 A_u、输入电阻 r_i 和输出电阻 r_o。设 $V_S\approx V_G$，$g_m=0.9mA/V$。

10-28　场效应晶体管差动放大电路如图 10-88 所示，已知 $g_m=1.5mA/V$，求电压放大倍数 $A_u=\frac{u_o}{u_i}$。

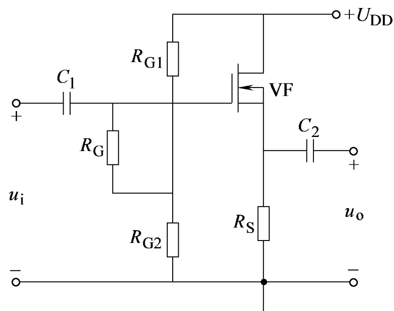


图 10-87　习题 10-27 图

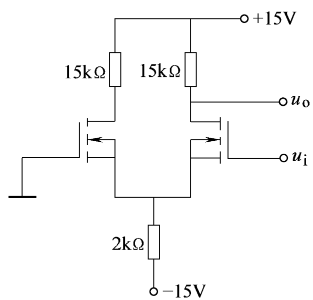


图 10-88　习题 10-28 图

第 11 章

集成运算放大器及其应用

第 10 章介绍的是分立元件放大电路，所谓分立元件电路就是由各种单个元器件连接起来的电子电路。本章将在前面所学知识的基础上学习集成电路的代表器件——集成运算放大器及其应用。首先介绍运算放大器中的负反馈技术；重点学习由运算放大器组成的加法、减法、积分、微分、对数和反对数等运算电路；简单介绍信号检测系统中常用的信号处理电路：有源滤波器、采样/保持电路和电压比较器；以 *RC* 桥式正弦波振荡电路为例介绍信号产生电路的基本工作原理。最后介绍运算放大器在实际应用中要注意的几个问题，例如运算放大器的选型、调零、消振和保护等。

11.1　集成运算放大器的基本概念

11.1.1　集成电路介绍

集成电路（Integrated Circuit）是采用半导体制作工艺（氧化、光刻、扩散、外延、蒸铝等），把整个电路中的晶体管、电阻、电容、导线等集中制作在一小块半导体（硅）基片上，并按照多层布线或隧道布线的方法将元器件组合成一个完整的不可分割的电子电路整体。它具有元器件密度高、体积小、重量轻、成本低等诸多优点，而且实现了元器件电路和系统的结合，使外部引线数目大大减少，极大地提高了电路的可靠性和稳定性。集成电路常用字母“IC”表示。

集成电路的种类很多，通常按照功能、集成度、导电类型进行分类。

1. 按功能分类

集成电路可分为模拟集成电路和数字集成电路两大类。模拟集成电路是用来产生、放大和处理各种模拟信号（指幅度随时间连续变化的信号，例如半导体收音机的音频信号、录放机的磁带信号等）的电路，数字集成电路是用来产生、放大和处理各种数字信号（指在时间上和幅度上离散取值的信号，例如 VCD、DVD 重放的音频信号和视频信号）的电路。

2. 按集成度分类

集成电路可分为小规模集成电路（SSI）、中规模集成电路（MSI）、大规模集成电路（LSI）和超大规模集成电路（VLSI）。

3. 按导电类型分类

集成电路可分为双极型集成电路和单极型集成电路及兼容型集成电路。双极型集成电路的制作工艺复杂，功耗较大，例如TTL、ECL、HTL、LST-TL、STTL等类型。单极型集成电路的制作工艺简单，功耗也较低，易于制成大规模集成电路，例如CMOS、NMOS、PMOS等类型。

11.1.2　集成运算放大器概述

1. 集成运算放大器概念

集成运算放大器（Integrated Operational Amplifier）（以下简称：集成运放）是20世纪60年代初研发的模拟集成电路众多品种中应用最为广泛的代表之一。运算放大器本质上是一种具有高电压增益、高输入电阻、低输出电阻（带负载能力强）和深度负反馈的多级直接耦合放大电路。它最初主要用于模拟量的数学运算而得此名。随着集成技术的发展，运算放大器已由原始型进入到大规模集成体制，各项技术指标不断改善，价格日益低廉，而且出现了适应各种要求的专用电路，如高速、高阻抗、大功率、低功耗、低漂移等多种类型。集成运放的应用也几乎渗透到电子技术的各个领域，已远远超出模拟运算的范围。目前，它广泛应用于信号处理、检测，信号产生、转换，有源滤波及自动测量，程序控制等技术领域。集成运放的产品种类很多，按特性常分为通用型和专用型。

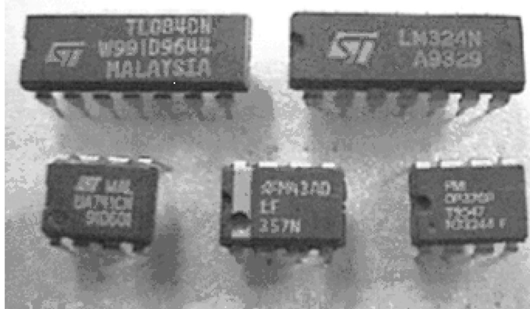


图11-1　各种集成运放的外形示意图

1）通用型（Popular Type）。具有一般的性能指标，其主要参数的通用性比较强，应用灵活，价格便宜，适用于无特殊要求的场合。通用型产量最大，按技术指标要求由低到高分为通用Ⅰ、Ⅱ、Ⅲ型。其中，广泛应用的高增益型（开环电压增益大于100dB）的主要产品有μA741、F748、F1456、XFC82、5G24等。

2）专用型（Special Type）。是为适应不同需要专门设计的，常对某些单项指标有较高要求。根据用途和特性不同，专用型分为高精度型、低功耗型、高阻型、高速型、高压型、大功率型等。

集成运放的外形示意如图11-1所示。

2. 集成运放的主要应用

1）信号运算电路。主要完成比例、加、减、积分、微分、对数、指数等运算功能。

2）信号处理电路。有源滤波器、电压比较器、采样/保持电路、精密整流电路等。

3）波形产生电路。产生正弦波、方波、锯齿波等波形的电路。

11.1.3　集成运放的基本组成及主要技术指标（参数）

1. 集成运放的基本组成

集成运放内部是由多级直接耦合放大电路组成，其中包括输入级、中间级、输出级和偏置电路四部分。输入级是决定运算放大器整个电路性能的关键部分，要求输入电阻高、噪声低及零漂小，大多数采用差动放大电路，以减小零漂。中间级的主要作用是提高电压放大倍

数，一般由几级直接耦合放大电路组成。输出级多采用互补对称电路或射极输出器，以提高带负载能力。偏置电路为电流源电路，作用是为各级放大电路提供稳定的工作电流。通用型集成运放的基本组成框图如图 11-2 所示。其电路图形符号如图 11-3 所示。F007 集成运放的内部电路原理如图 11-4 所示。

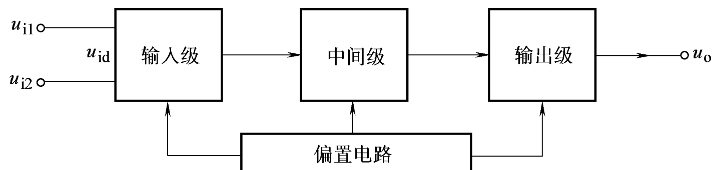


图 11-2　集成运放组成框图

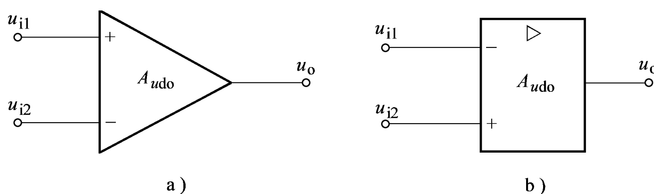


图 11-3　集成运放的电路图形符号

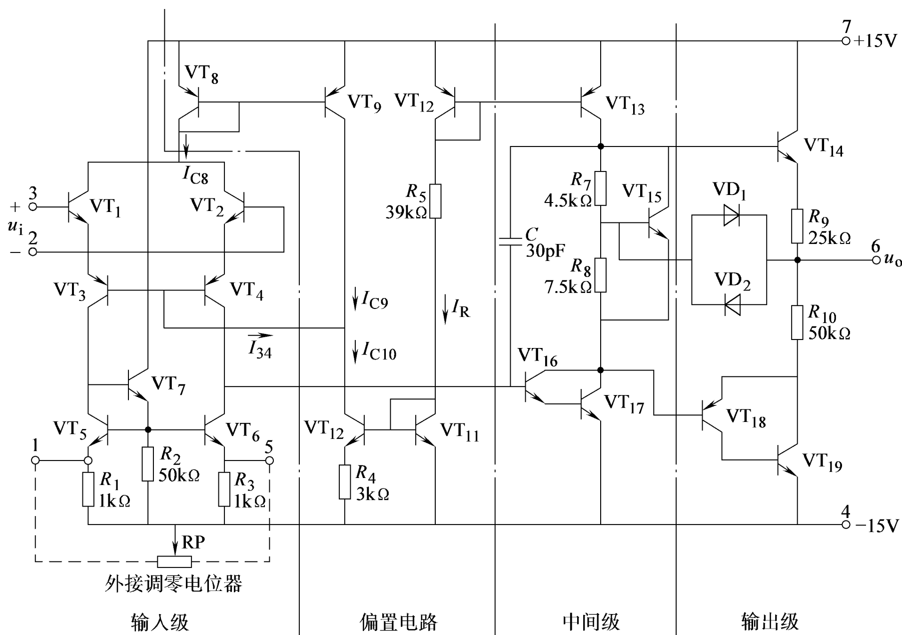


图 11-4　F007 集成运放的内部电路原理

由 F007 的内部电路原理图可以看到，为了实现高增益，在中间级也采用以复合管作放大管，以电流源作有源负载的共发射极放大电路。为了抑制直接耦合多级放大存在的零漂，常采用差分放大电路作输入级；为了实现带负载能力强的目的，常采用互补对称的功放电路作输出级。

注意：实际的集成运放有很多引出端，它除了两个输入端、一个输出端外，还有正负电源端、公共端（地）、调零端、外接偏流电阻端及其他附加端等，在众多的引出端中起信号传输作用的是两个输入端 u_+（同相输入端）、u_-（反相输入端）和一个输出端 u_o，其中

A_{udo}为开环电压放大倍数。因此，集成运放采用图 11-3 所示的图形符号表示。

2. 集成运放的主要技术指标（参数）

集成运放的参数是评价其性能好坏的主要指标，是正确选择和使用集成运放的重要依据。在实际选用集成运放时必须强调：并不是产品档次越高其质量越好。一般，首先考虑选通用型，其价格低，易于购买，如某些性能不能满足特殊要求，再选专用型。为了合理选择和正确使用运算放大器，必须了解其主要技术指标。

1）开环差模电压放大倍数 A_{udo}。指集成运放的输入和输出之间无外接回路时的差模电压放大倍数，也称开环电压增益，通常用分贝（dB）表示，即 $A_{udo}(\mathrm{dB}) = 20\lg\dfrac{u_o}{u_i}(\mathrm{dB})$，通用型集成运放的 A_{udo}一般在 $10^4 \sim 10^7$，即 80～140dB。例如 F007 的 $A_{udo} \geqslant 94\mathrm{dB}$。

2）最大输出电压 U_{omax}。指集成运放在额定电源电压和额定负载下，不出现明显非线性失真的最大输出电压峰值。它与集成运放的电源电压有关。例如 F007 的最大输出电压约为 ±13V。

3）最大输出电流 I_{omax}。指集成运放在额定电源电压下达到最大输出电压时所能输出的最大电流。通用型集成运放一般为几毫安至几十毫安。

4）输入失调电压 U_{IO}和输入失调电流 I_{IO}。常温下，输入失调主要反映集成运放输入级差动电路的对称性和调零的难易。欲使静态时输出端为零电位，需要在集成运放两输入端之间外加反向的直流补偿电压，该补偿电压称为输入失调电压，用 U_{IO}（>0 或 <0）表示，其值越小越好；而必须外加的集成运放两输入端静态基（栅）极电流之差，称为输入失调电流，用 I_{IO}表示，即 $I_{IO} = |I_{B1} - I_{B2}|$其值也越小越好。同理，常温下，当输入信号为零时，集成运放的输出不为零，该输出电压称为输出失调电压；该输出电流称为输出失调电流。高质量集成运放的 U_{IO}一般在 1～10mV 范围，I_{IO}一般在 100nA 以下。例如 F007 的 I_{IO}为 50～100nA。

5）共模抑制比 K_{CMRR}。主要取决于输入级差分电路的共模抑制比，其值越大越好，反映电路对共模干扰信号的抑制能力越强，通常用分贝（dB）表示。K_{CMRR}一般在 60～70dB。例如 F007 的 $K_{CMRR} \geqslant 80\mathrm{dB}$，理想运放的 K_{CMRR}为∞。

6）差模输入电阻 R_{id}。集成运放的输入电阻，晶体管输入级约为 $10^5 \sim 10^6\Omega$；MOSFET 输入级约为 $10^9\Omega$ 以上。例如 F007 的 $R_{id} \geqslant 2\mathrm{M\Omega}$。

7）输出电阻 R_o。集成运放的输出电阻反映其带负载的能力，值越小越好。例如 F007 的 $R_o \approx 75\Omega$。

集成运放还有其他指标参数，使用时可查阅有关手册，根据具体要求，选择合适的型号。

11.1.4　集成运放的传输特性

集成运放的传输特性（Transfer Characteristics）是描述它的输出电压和两个输入电压之差的关系曲线。由于集成运放的输入级采用的是差动放大电路，所以，它有两个输入端，即同相输入端（u_+）、反相输入端（u_-）。信号可以单端从同相输入端加入，或单端从反相输入端加入；也可以双端输入 $u_{id} > 0$，或 $u_{id} < 0$，（$u_{id} = u_+ - u_-$）。因此，它的传输特性可以分为正向传输特性、反向传输特性，如图 11-5 所示。其共同特征是曲线分区，即分为线性区和饱和区。集成运放工作在不同区间，其分析方法不一样。

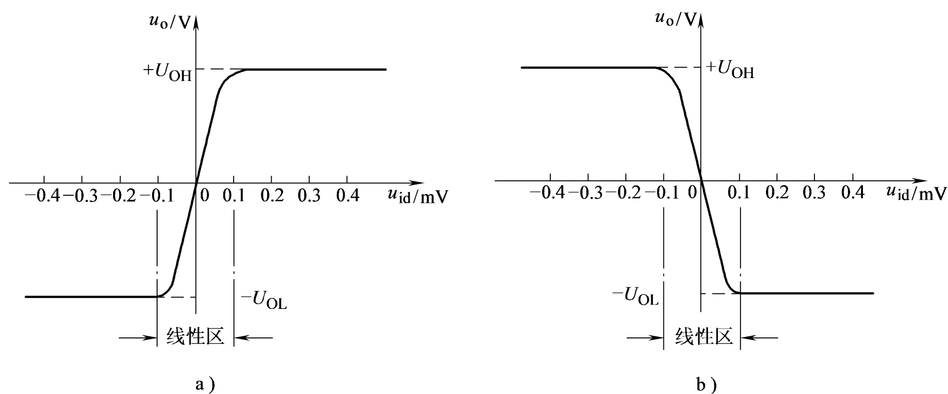


图 11-5　集成运放的传输特性

a）集成运放的正向传输特性　b）集成运放的反向传输特性

1. 线性区

集成运放工作在线性区时，输出电压 u_o 和输入差模电压 u_{id} 符合线性放大关系，即 $u_o = A_{udo}(u_+ - u_-) = A_{ud}u_{id}$；由于集成运放的开环电压增益 A_{udo} 很高，即使加上很小的输入电压（毫伏级以下甚至更小的干扰信号电压），也足以使输出电压达到饱和值 $+U_{OH}$ 和 $-U_{OL}$，该数值接近正负电源的电压值。所以，要想使集成运放工作在线性区，必须通过反馈网络引入深度电压负反馈。

2. 饱和区（线性区以外的区域）

当集成运放开环状态应用时，很容易工作到饱和区，此时的输出电压只有两种可能，例如在图 11-5a 所示的正向传输特性曲线中：

当 $u_+ > u_-$ 时，$u_o = +U_{OH}$；

当 $u_+ < u_-$ 时，$u_o = -U_{OL}$。

此时输出电压和输入电压不再有线性关系，即

$$u_o \neq A_{udo}(u_+ - u_-) \neq A_{ud}u_{id}$$

11.1.5　理想运放和“虚断”“虚短”的概念

集成运放在线性运用时，常把它看成是理想元件，实际的运放理想化的目的，是为了使电路分析大为简化，而且这种近似分析所引入的误差又在工程允许范围内。

1. 理想运放的条件

理想运放具有以下技术指标：

1）开环电压放大倍数 $A_{udo} \to \infty$。

2）差模输入电阻 $R_{id} \to \infty$。

3）输出电阻 $R_o = 0$。

4）共模抑制比 $K_{CMRR} \to \infty$。

5）输入失调电压 $U_{id} = 0$。

6）输入失调电流 $I_{id} = 0$。

7）频带无限宽。

8）干扰和噪声都不存在。

2. 理想运放线性应用时，分析的重要依据

“虚断”（Virtual Open Circuit）、“虚短”（Virtual Short Circuit）

1）由于 $R_{id}\to\infty$，可以认为理想运放的输入电流为零，即 $i_+=i_-=0$，即运放的两个输入端可看成断路，但并非真正的断路，所以把它称为运放两个输入端虚拟断开，简称“虚断”。

2）由于 $A_{udo}\to\infty$，而运放的输出电压 u_o 为有限值，由 $u_{id}=u_+-u_-=u_o/A_{udo}=0$ 可推出 $u_+\approx u_-$；也就是说运放两输入端的电位近似相等，但并不是真正的相等，所以把它称为运放两个输入端虚拟短接，简称“虚短”。

3）当同相输入端接地时，则根据 $u_+\approx u_-$ 推出 $u_-\approx 0$，这表明此时运放反相输入端也相当于接地，但实际上并没有接地，故称为“虚地”。

上面三条结论是分析集成运放线性应用的重要依据。依据它，各种运算电路的分析、计算就十分简单了。

要强调的是，“虚断”和“虚短”及“虚地”（Virtual Ground），这仅仅是理想运放在线性工作状态下的三个重要特性，它并不适应于非线性的工作状态。理想运放的电压传输特性如图11-6所示。它与实际集成运放的传输特性虽然有一定差别，但两者非常相近，由理想运放的电压传输特性分析所引入的误差完全在工程允许范围内。因此，在对实际集成运放电路进行分析时，常用理想运放代替。

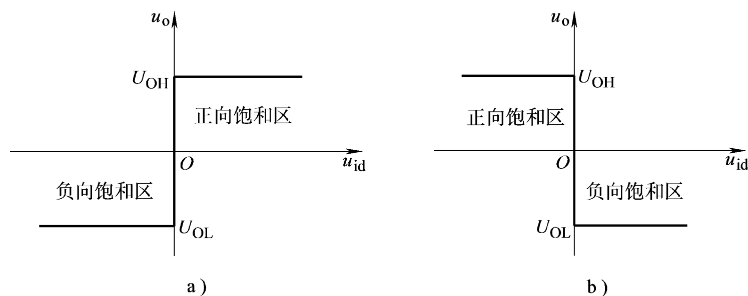


图11-6　理想运放的电压传输特性

a）理想运放的正向电压传输特性　b）理想运放的反向电压传输特性

练习与思考题

11-1-1　集成运放由哪几部分组成？各部分的主要作用是什么？

11-1-2　什么是理想运放？理想运放工作在线性区和饱和区各有什么特点？

11-1-3　理想运放工作在线性区的分析依据是什么？

11.2　运算放大器中的反馈

在许多实际应用的电子系统中，都存在着某种类型的反馈，特别是在电子电路里，反馈现象是普遍存在的。例如，第10章中介绍的静态工作点稳定电路已经利用了负反馈技术，此外，在精确的测量系统中，放大倍数的不稳定性、多级放大电路频带宽度的过窄，还有放大电路的输入和输出电阻不理想、信号的非线性失真等，这些问题都可以利用负反馈技术来

改进和提高。

11.2.1　反馈的基本概念

1. 反馈（Feed Back）

反馈就是把输出信号（电压或电流）反方向送回到放大器输入端的信号传递方式。图11-7中取出放大器的输出信号 x_o 的一部分或全部（称为取样），通过反馈网络（Feedback Network）形成反馈信号 x_f，和原来的输入信号 x_i 进行比较（矢量求和），它们共同决定了基本放大器的输入信号 x_{id}。

2. 负反馈（Negative Feed Back）**和正反馈**（Positive Feed Back）

若反馈信号使净输入信号减弱，则为负反馈；若反馈信号使净输入信号加强，则为正反馈。负反馈多用于改善放大器的性能；正反馈多用于振荡电路。

3. 直流反馈（Direct Feedback）**和交流反馈**（Alternating Feedback）

若反馈环路内，直流分量可以流通，则该反馈环可以产生直流反馈。直流负反馈主要用于稳定静态工作点。若反馈环路内，交流分量可以流通，则该反馈环可以产生交流反馈。交流负反馈主要用来改善放大器的性能；交流正反馈主要用来产生振荡。若反馈环路内，直流分量和交流分量均可以流通，则该反馈环既可以产生直流反馈又可以产生交流反馈。通常在集成运放电路中为了获得负反馈，反馈电路一定要接到反相输入端。下面重点讨论交流负反馈的情况。

11.2.2　交流负反馈的分类

1. 深度负反馈的概念

图11-7所示为负反馈放大器的原理框图（Block Diagram）。

在图11-7中：

$\dot{A}=\dfrac{\dot{X}_o}{\dot{X}_{id}}$ 称为开环电压放大倍数（Open Loop Voltage Gain）；

$\dot{F}=\dfrac{\dot{X}_f}{\dot{X}_o}$ 称为反馈系数（Feed Back Coefficient）；

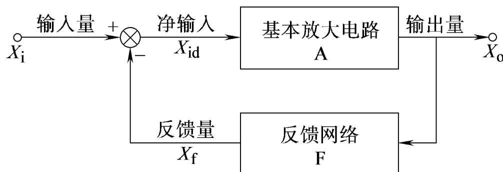


图11-7　负反馈放大器的原理框图

$\dot{A}_f=\dfrac{\dot{X}_o}{\dot{X}_i}$ 称为闭环电压放大倍数（Closed Loop Voltage Gain）。

因为是负反馈，即 $\dot{X}_i=\dot{X}_{id}+\dot{X}_f=\dot{X}_{id}+\dot{F}\dot{A}\dot{X}_{id}$，所以

$$\dot{A}_f=\frac{\dot{X}_o}{\dot{X}_i}=\frac{\dot{A}}{1+\dot{A}\dot{F}}$$

上式称为负反馈放大电路闭环增益的一般表达式。在该式中，$|1+\dot{A}\dot{F}|$ 的值是衡量反馈程度的一个重要指标，称之为反馈深度（Desensitivity）。若 $|1+\dot{A}\dot{F}|>1$，则 $|\dot{A}_f|<|\dot{A}|$，此时闭环放大倍数下降，引入的反馈是真正的负反馈。负反馈程度越深，闭环放大倍数下降越多。当 $|1+\dot{A}\dot{F}|>>1$ 时，称之为深度负反馈。对于深度负反馈放大器来说，因为

$|1+\dot{A}\dot{F}|>>1$，所以

$$\dot{A}_f=\frac{\dot{X}_o}{\dot{X}_i}=\frac{\dot{A}}{1+\dot{F}\dot{A}}\approx\frac{1}{\dot{F}}$$

上式也是在满足深度负反馈条件下，求环路增益 $\dot{A}_f$ 的一种方法。同时表明：深度负反馈条件下的放大倍数仅仅取决于反馈网络，而与基本放大器的开环放大倍数无关。因此，通常反馈网络选用稳定性较高的电阻网络，使反馈放大器的放大倍数稳定性更好。

此外，还可以推出，深度负反馈条件下有 $\dot{X}_i\approx\dot{X}_f$，$\dot{X}_d\approx0$，也就是说，深度负反馈条件下，净输入信号非常小，反馈信号和输入信号近似相等。

2. 电压反馈和电流反馈

按电路结构判定：在交流通路中，若放大器的输出端和反馈网络的取样端处在放大器输出端的同一个电极上（指规定的正方向），则为电压反馈（即取样信号为电压）；否则是电流反馈。

3. 串联反馈和并联反馈

串联反馈（Series Feedback）和并联反馈（Parallel Feedback）的判定方法：对于交变分量而言，若输入信号和反馈网络的反馈信号接于放大器输入端的同一个电极上，则为并联反馈；否则为串联反馈。

4. 反馈极性的判定

1）首先在基本放大器的输入端设定一个递增（或递减）的净输入信号，对并联反馈，设定一个电流信号；对串联反馈，设定一个电压信号。

2）在上述设定下，推演出反馈信号的极性变化。

3）判定在反馈信号的影响下净输入信号的变化情况：若净输入信号减小，则为负反馈；若净输入信号增大，则为正反馈。

由于反馈网络和基本放大器在输入端和输出端的连接方式不同，负反馈通常可分为以下四种基本类型：电压串联（Voltage-series）负反馈、电流串联（Current-series）负反馈、电压并联（Voltage-shunt）负反馈、电流并联（Current-shunt）负反馈。

注意：对于深度串联负反馈，$\dot{U}_i\approx\dot{U}_f$；对于深度并联负反馈，$\dot{I}_i\approx\dot{I}_f$。

下面重点讨论集成运放中反馈极性和组态的判别。

11.2.3　反馈极性的判定——瞬时极性法

如图11-8电路所示，判断反馈的正负（Feedback of Negative or Positive）的步骤如下：

1）先看本级反馈。图11-8中对运放 A_1 而言，设输入端瞬时极性为（+），则其输出端瞬时极性为（-），该瞬时极性形成的电位差，将使 A_1 的反相输入端有较大的分流经过 R_3 流向 A_1 的输出端，因此导致 A_1 的净输入电流减小，这说明 R_3 引入的是负反馈。图中，运放 A_2 与 A_1 的情况完全相同。即本级 R_6 引入的也是负反馈。

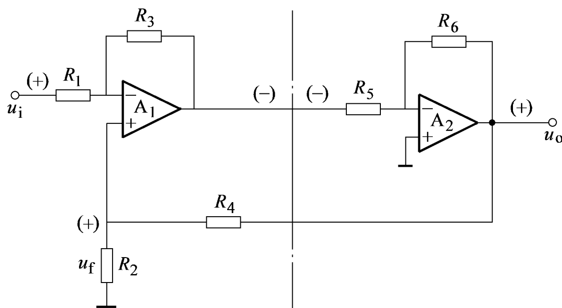


图11-8　反馈极性（正或负）的判定

结论：跨接在运放反相输入端和输出端之间的反馈元件，引入的是本级负反馈。

2）再看极间反馈。图 11-8 中假设运放的输入 $u_i(u_{i1})(+)\rightarrow u_{o1}(u_{i2})(-)\rightarrow u_o(+)\rightarrow u_f(+)$。该瞬时极性经电阻 R_4 在 R_2 上产生的上正下负的瞬时反馈电压 u_f，将导致 A_1 的净输入电压减小，这说明 R_4 和 R_2 引入的是级与级之间的负反馈；又因为电路中无电容 C，所以 R_3、R_6 及 R_4、R_2 引入本级和级间的均为直流和交流（交直流）负反馈。

11.2.4　反馈组态的判定

反馈组态如图 11-9a、b、c、d 所示，判断反馈类型（Feedback-configuration）时，可参考下面的结论。

结论：

1）输出端是电压反馈还是电流反馈的判定。如图 11-9a、b 所示，判定是电压反馈还是电流反馈，只看电路的输出端，即由运放输出端的连接方式判定是电压反馈还是电流反馈。具体看：若反馈信号取自输出端（指规定的正方向），即取样信号为电压，则为电压反馈；若反馈信号取自非输出端，即取样信号为电流，则为电流反馈。

2）输入端是串联反馈还是并联反馈的判定。如图 11-9c、d 所示，判定是串联反馈还是并联反馈，只看电路的输入端，即由运放输入端的连接方式判定是串联反馈还是并联反馈。具体看：若反馈信号直接反馈到非输入端（即反馈信号和输入信号不在运放的同一个电极上），则为串联反馈；若反馈信号直接反馈到输入端（即反馈信号和输入信号必在运放的同一个电极上），则为并联反馈。

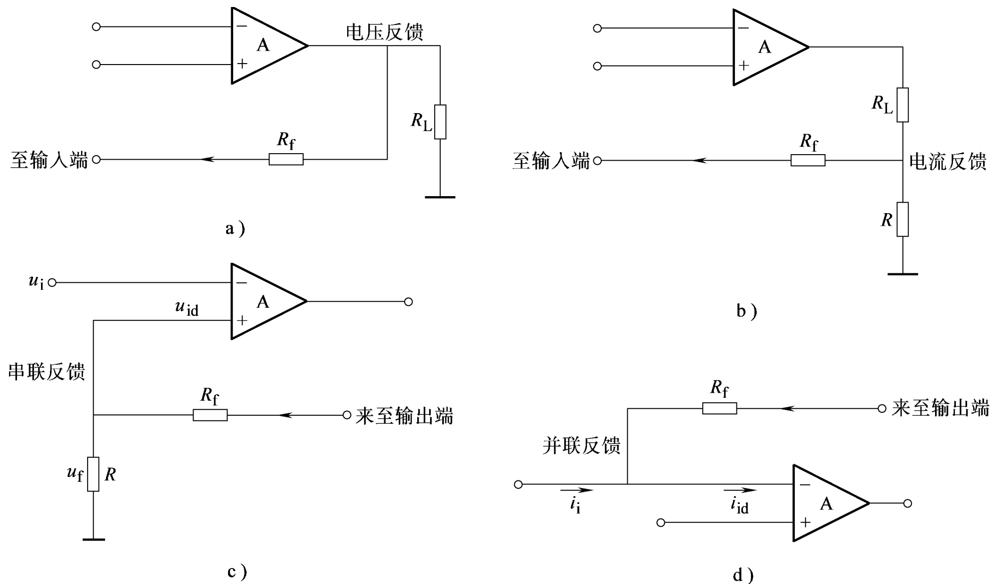


图 11-9　反馈组态（类型）的判定

a）电压反馈　b）电流反馈　c）串联反馈　d）并联反馈

例 11-1　如图 11-10 所示电路，试判断两级之间反馈的类型和性质。

解：图 11-10 引入的是交直流电压串联负反馈。假设输入 $u_i(+)\rightarrow u_-(-)\rightarrow u_o(+)\rightarrow$

u_f(+)。该瞬时极性在电阻 R_2 上产生的上正下负的瞬时反馈电压 u_f，将导致净输入电压 u_{be} 减小，这说明 R_4 和 R_2 引入的是级与级之间的负反馈；因为电路中无电容，所以 R_4、R_2 引入级间的为直流和交流负反馈；反馈信号取自输出端（指规定的正方向）在电阻 R_2 上的分压是电压反馈；反馈信号直接反馈到非输入端为串联反馈。

例 11-2　判断图 11-11 电路中的反馈类型并计算反馈系数及深度负反馈条件下闭环电压增益 $\dot{A}_{uf}$的表达式。

解：图 11-11 是交直流电流串联负反馈。对运放 A_1 而言：设输入端 u_i 瞬时极性为（ + ），则其输出端瞬时极性 u_{o1} 为（ + ），对运放 A_2 同样其输出端 u_o 瞬时极性为（ + ），该瞬时极性形成的输出电流 i_o 在电阻 R 上产生的上正下负的瞬时反馈电压 u_f，将导致净输入电压 u_{id}减小，这说明 R_L 和 R 引入的是级与级之间的负反馈；因为电路中无电容，所以 R_L、R 引入级间的为直流和交流负反馈；反馈信号取自非输出端的电阻 R 上，是电流反馈；反馈信号直接反馈到非输入端为串联反馈。

反馈系数及深度负反馈条件下闭环电压增益 $\dot{A}_{uf}$的计算如下：

$$\dot{F}_r = \frac{\dot{U}_f}{\dot{I}_o} = R$$

$$\dot{A}_{gf} = \frac{\dot{I}_o}{\dot{U}_i} \approx \frac{1}{\dot{F}_r} = \frac{1}{R}$$

$$\dot{A}_{uf} = \frac{\dot{U}_o}{\dot{U}_i} = \frac{\dot{I}_o R_L}{\dot{U}_i} = \dot{A}_{gf} R_L = \frac{R_L}{R}$$

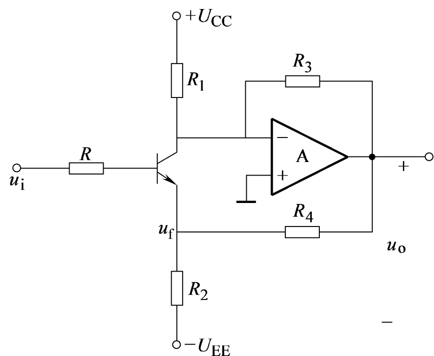


图 11-10　例 11-1 图

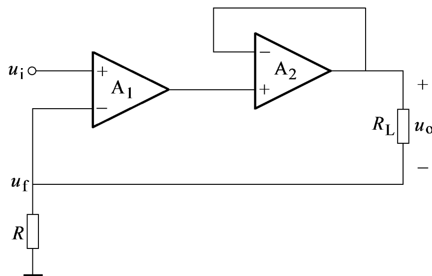


图 11-11　例 11-2 图

练习与思考题

11-2-1　什么是反馈？运放电路中的负反馈有哪些组态？

11-2-2　在运放电路中引入负反馈的主要作用是什么？

11.3　信号的运算电路

集成运放引入适当的负反馈，与外部电阻、电容、半导体器件等构成闭环电路后，可以

对各种模拟信号进行比例、加法、减法、微分、积分、对数、反对数、乘法和除法等运算。即实现运放的输出和输入之间具有某种特定的函数关系。这种运算电路（Operation Circuits）已广泛应用于自动控制检测技术等领域。

集成运放要实现运算功能，必须工作在线性区，即要引入深度负反馈，所以它的输出电压和输入电压的关系基本决定于反馈电路和输入电路的结构和参数，而与集成运放本身的参数关系不大。改变输入电路和反馈电路的结构形式，就可以实现不同的运算。

下面分析常见的基本运算电路。

11.3.1　比例运算电路

所谓比例运算（Proportional Operational）就是输出电压 u_o 和输入电压 u_i 之间具有线性比例关系，即 $u_o = ku_i$；当比例系数 $k>1$ 时，构成放大电路。

1. 反相输入比例运算电路

如图 11-12 所示，根据理想运放工作在线性区的依据有 $i_- = 0$，则根据电路有 $i_f = i_i$，又因为 $u_+ = u_- = 0$，此时反相输入端是“虚地”。即

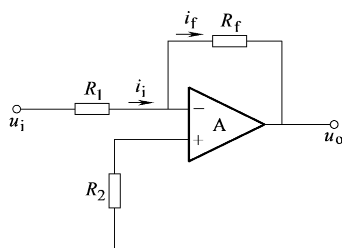


图 11-12　反相输入比例运算电路

$$i_i = \frac{u_i}{R_1},\quad i_f = -\frac{u_o}{R_f}$$

所以
$$\frac{u_i}{R_1} = -\frac{u_o}{R_f},\quad 即\ u_o = -\frac{R_f}{R_1}u_i$$

由于集成运放工作在闭环状态，所以得到的电压放大倍数称为闭环电压放大倍数。用 A_{uf}表示。即

$$A_{uf} = \frac{u_o}{u_i} = -\frac{R_f}{R_1} \tag{11-1}$$

当 $R_f = R_1$ 时，$A_{uf} = -1$，即 $u_o = -u_i$，这说明输出电压信号 u_o 与输入电压信号 u_i 大小相等，极性相反。此时的反相比例运算电路称为反相器或倒相器。

反相放大组态电路的输入电阻为 $R_i = R_1$，其中 R_2 是静态平衡电阻。为了保证集成运放的两个输入端在静态时处于对称的平衡状态，应使两输入端对地的电阻相等。也就是说，当输入信号 $u_i = 0$ 时，输出信号 $u_o = 0$，此时可以认为 R_1 和 R_f 并联接到反相输入端，因此 R_2 的大小应为 $R_2 = R_1 // R_f$。

综上所述，反相比例运算电路有以下结论：

1）反相比例运算电路的电压放大倍数是 $A_{uf} = \frac{u_o}{u_i} = -\frac{R_f}{R_1}$，表明输出电压与输入电压成比例关系，且输出电压与输入电压是反相位关系。

2）反相比例运算电路的精度取决于比例系数，即 R_1 和 R_f，与集成运放的参数无关。只要 R_1 和 R_f 的阻值足够精确和稳定，就可以保证运算的精确度和稳定性。

3）当 $R_f = R_1$ 时，$u_o = -u_i$，这种反相器或倒相器电路常用于信号的反号运算。

4）可以判定反相比例运算电路中电阻 R_1 和 R_f 构成反馈网络，引入的是一个深度的电压并联负反馈。因为 R_f 跨接在输出端和反相输入端之间，这两个端口电位的瞬时极性是反

相的，所以反馈电流 i_f 和输入电流 i_i 在流入反相输入端时总是相反的，即削弱了净输入电流 i_-（$=i_i-i_f$），是负反馈；同时 $i_f=-\frac{u_o}{R_f}$取自并正比于输出电压，是电压反馈；反馈信号与输入信号在输入端的同一个电极加入（以电流的形式做比较），两者并联，是并联反馈。

2. 同相输入比例运算电路

同相输入比例运算电路如图 11-13 所示。

图 11-13 中，由于 $u_+=u_-=u_i$，$i_+=i_-=0$，由电路图可得

$$u_-=\frac{R_1}{R_1+R_f}u_o=u_+=u_i$$

所以

$$u_o=\left(1+\frac{R_f}{R_1}\right)u_+=\left(1+\frac{R_f}{R_1}\right)u_i$$

即

$$A_{uf}=\frac{u_o}{u_i}=\frac{u_o}{u_+}=\left(1+\frac{R_f}{R_1}\right) \tag{11-2}$$

静态平衡电阻 $R_2=R_1//R_f$。

若图 11-13 中的 $R_f=0$ 或 $R_1\to\infty$ 时，$u_o=u_i$，说明输出电压信号 u_o 与输入电压信号 u_i 大小相等，极性相同。此时该电路构成电压跟随器。分别如图 11-14a、b 所示。图 a 中，R_f 具有限流保护作用，而且要求 $R_2=R_f$ 以满足静态平衡条件。

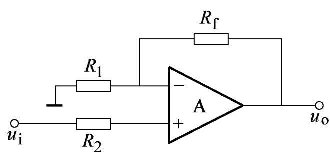


图 11-13　同相输入比例运算电路

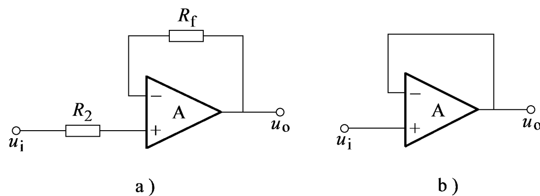


图 11-14　电压跟随器电路

综上所述，同相比例运算电路也可得出以下结论：

1）同相比例运算电路的电压放大倍数是 $A_{uf}=\frac{u_o}{u_i}=1+\frac{R_f}{R_1}$，表明输出电压与输入电压成比例关系，且比值总是大于或等于 1，输出电压与输入电压极性相同。

2）同相比例运算电路的精度也取决于比例系数，即 R_1 和 R_f，与集成运放的参数无关。只要 R_1 和 R_f 的阻值足够精确和稳定，就可以保证运算的精确度和稳定性。

3）当 $R_f=0$，或 $R_1\to\infty$ 时，$u_o=u_i$，电路称为同相跟随器，该电路常用于多级放大电路的输入级或输出级，其作用和分立元件的电压跟随器（射极输出器）相同。

4）由于 $u_+=u_-=u_i\neq0$，所以，此时反相输入端不是“虚地”。

5）可以判定同相比例运算电路中仍由电阻 R_1 和 R_f 构成反馈网络，引入的是一个深度的电压串联负反馈。反馈信号是 R_1 上得到的电压 u_f，即 $u_f=\frac{R_1}{R_1+R_f}u_o$；因为 u_f 是对输出电压 u_o 的分压，输出电压与输入电压的瞬时极性是相同的，所以反馈电压 u_f 和输入电压 u_i 同相，则净输入电压 u_d（$=u_i-u_f$）被削弱，是负反馈；由于反馈电压 $u_f=\frac{R_1}{R_1+R_f}u_o$ 取自并正

比于输出电压，是电压反馈；反馈信号与输入信号在输入端的不同电极加入（以电压的形式做比较），两者串联，是串联反馈。

例 11-3　在图 11-15 所示的运算电路中，已知 $u_{i1}=0.5\text{V}$，$R_1=R_{f1}=10\text{k}\Omega$，$R_3=20\text{k}\Omega$，$R_{f2}=100\text{k}\Omega$，求输出电压 u_o 及静态平衡电阻 R_2、R_4。

解：图 11-15 是两级运算电路，第一级为同相比例运算电路，其输出电压为

$$u_{o1}=\left(1+\frac{R_{f1}}{R_1}\right)u_{i1}=(1+1)\times0.5\text{V}=1\text{V}$$

图 11-15　例 11-3 图

第二级为反相比例运算电路，其输出电压为

$$u_o=-\frac{R_{f2}}{R_3}u_{i2}=-\frac{R_{f2}}{R_3}u_{o1}=-\frac{100}{20}\times1\text{V}=-5\text{V}$$

静态平衡电阻

$$R_2=R_1//R_f=10//10\text{k}\Omega=5\text{k}\Omega$$

$$R_4=R_3//R_{f2}=100//20\text{k}\Omega\approx16.7\text{k}\Omega$$

例 11-4　在图 11-16 所示的运算电路中，设电阻 R_f 对电阻 R_3 和电阻 R_4 的分流作用可以忽略不计。求：（1）A_{uf}的表达式；（2）分析电路功能。

解：（1）根据“虚断”和“虚短”，$u_+=u_-=0$，$i_-=i_+=0$，有 $i_i=\dfrac{u_i}{R_1}$，$i_f=-\dfrac{u_o'}{R_f}$；又 $i_f=i_i$，所以 $u_o'=-\dfrac{R_f}{R_1}u_i$。由于电阻 R_f 对电阻 R_3 和电阻 R_4 的分流作用可以忽略不计，$u_o'=\dfrac{R_4}{R_3+R_4}u_o$，故 $u_o=-\dfrac{R_f}{R_1}\left(1+\dfrac{R_3}{R_4}\right)u_i$，即

$$A_{uf}=\frac{u_o}{u_i}=-\frac{R_f}{R_1}\left(1+\frac{R_3}{R_4}\right)\tag{11-3}$$

（2）由式（11-3）的结论可见，该电路也是一个反相比例运算电路，区别是 A_{uf}不仅取决于电阻 R_f 与 R_1 的比值，还与电阻 R_3 和 R_4 有关。

例 11-5　在例 11-4 中，若将输入信号改加到运放的同相端，如图 11-17 所示，设电阻 $R_f>>R_4$。求 A_{uf}的表达式并对例 11-4 和例 11-5 进行总结。

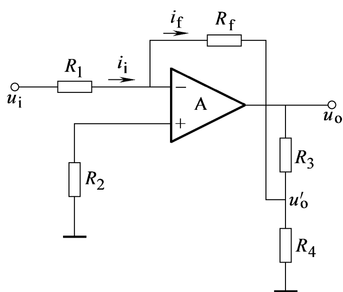


图 11-16　例 11-4 图

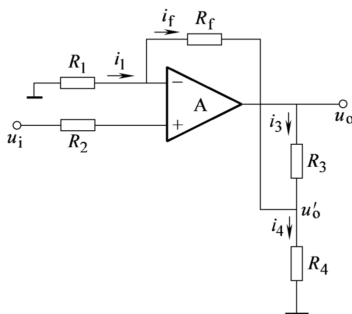


图 11-17　例 11-5 图

解：如图11-17所示，根据“虚断”和“虚短”，$u_+=u_-=u_i$，$i_-=i_+=0$，有$i_f=i_1$，即$-\frac{u_i}{R_1}=\frac{u_i-u_o'}{R_f}$，也即$u_o'=\left(1+\frac{R_f}{R_1}\right)u_i$。

根据KCL有$i_f+i_3=i_4$，因为$R_f>>R_4$，所以$i_f<<i_4$；即$i_3\approx i_4$，而$i_4=\frac{u_o'}{R_4}$，故

$$u_o=i_3R_3+i_4R_4\approx i_4(R_3+R_4)=\left(1+\frac{R_f}{R_1}\right)\left(1+\frac{R_3}{R_4}\right)u_i$$

即

$$A_{uf}=\frac{u_o}{u_i}=\left(1+\frac{R_f}{R_1}\right)\left(1+\frac{R_3}{R_4}\right) \tag{11-4}$$

对比式（11-3）和式（11-4）可知，它们分别完成反相比例和同相比例运算功能，而且它们的A_{uf}不仅取决于电阻R_f与R_1的比值，还与电阻R_3和R_4有关。

例11-6　图11-18是一个采用输入电阻自举扩展的反相比例运算电路。（1）根据电路的工作原理，推导出电路输入电阻R_i的表达式；（2）若取$R_1=10\text{k}\Omega$，$R=10.01\text{k}\Omega$，求R_i的大小。

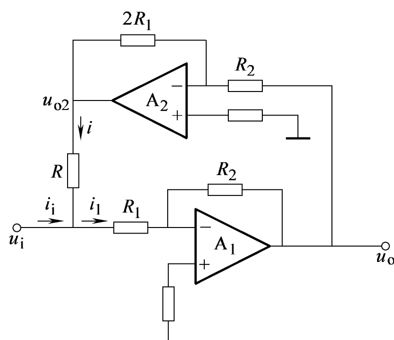


图11-18　例11-6图

解：（1）求输入电阻R_i的表达式：根据反相比例运算电路的输出、输入关系由电路可得

$$u_o=-\frac{R_2}{R_1}u_i,\ u_{o2}=-\frac{2R_1}{R_2}u_o=\left(-\frac{2R_1}{R_2}\right)\left(-\frac{R_2}{R_1}\right)u_i=2u_i$$

又由KCL有$i_i=i_1-i$，因为$i_1=\frac{u_i}{R_1}$，$i=\frac{u_{o2}-u_i}{R}=\frac{u_i}{R}$，得

$$i_i=\frac{u_i}{R_1}-\frac{u_i}{R}=\left(\frac{1}{R_1}-\frac{1}{R}\right)u_i$$

所以电路的输入电阻

$$R_i=\frac{u_i}{i_i}=\frac{RR_1}{R-R_1} \tag{11-5}$$

（2）求R_i的大小：由式（11-5）可知，若$R=R_1$，则电阻R_i将趋向于无穷大。本例中取$R_1=10\text{k}\Omega$，$R=10.01\text{k}\Omega$，则$R_i=\frac{10.01\times10}{10.01-10}\text{M}\Omega\approx10\text{M}\Omega$。

11.3.2　加法运算电路

求和运算(加法)(Adder)电路可分为两种输入方式。

1. 反相输入加法运算

使用反相比例放大器可构成反相加法运算（Inverting Adder），如图11-19所示。因为集成运放开环增益（Open Loop Voltage Gain）很大，因此引入并联电压负反馈，由于Σ点为

“虚地”点，所以

$$i_1=\frac{u_{i1}-u_{\Sigma}}{R_1}\approx\frac{u_{i1}}{R_1},i_2=\frac{u_{i2}-u_{\Sigma}}{R_2}\approx\frac{u_{i2}}{R_2},i_3=\frac{u_{i3}-u_{\Sigma}}{R_3}\approx\frac{u_{i3}}{R_3}$$

又因为 $$i_+=i_-=0;\ u_+=u_-\approx 0$$

所以 $$i_f=i_1+i_2+i_3$$

即 $$u_o=-i_fR_f=-\frac{R_f}{R_1}u_{i1}-\frac{R_f}{R_2}u_{i2}-\frac{R_f}{R_3}u_{i3} \tag{11-6}$$

若　$R_1=R_2=R_3$，则

$$u_o=-\frac{R_f}{R_1}(u_{i1}+u_{i2}+u_{i3}) \tag{11-7}$$

结论：反相加法运算电路的特点是，由于 Σ 点为“虚地”点，所以各信号之间不存在相互影响。

2. 同相加法运算

所谓同相加法运算(同相加法器)(Non-inverting Adder)，是指其输出电压与多个输入电压之和成正比，且输出电压与输入电压同相。电路如图 11-20 所示。

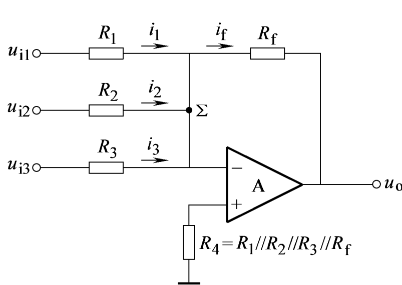


图 11-19　反相加法运算电路

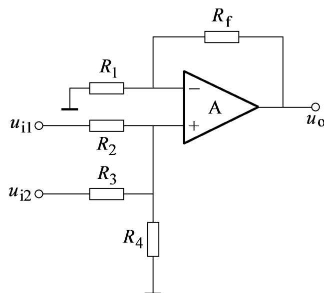


图 11-20　同相输入加法运算电路

根据同相比例放大器原理，运放同相端与反相端可视为“虚短”，即 $u_+=u_-$，其中 u_+ 等于各输入电压在同相端的叠加值，u_- 等于 u_o 在反相端的反馈电压 u_f

$$u_+=\frac{R_3//R_4}{R_2+R_3//R_4}u_{i1}+\frac{R_2//R_4}{R_3+R_2//R_4}u_{i2}$$

$$u_-=\frac{R_1}{R_1+R_f}u_o=u_f$$

所以 $$u_o=\left(1+\frac{R_f}{R_1}\right)\left(\frac{R_3//R_4}{R_2+R_3//R_4}u_{i1}+\frac{R_2//R_4}{R_3+R_2//R_4}u_{i2}\right) \tag{11-8}$$

同相加法运算电路的特点是，由于同相加法电路的 u_+ 等于各输入电压在同相端的叠加值，因此各信号之间存在相互影响。所以，即使输出信号和输入信号同相，该加法运算电路一般也不采用。

11.3.3　减法运算电路

以两路信号为例。减法运算电路要完成输出电压与两个输入电压之差成正比的运算关

系。一种思路是，要实现相减，只要将两个信号分别送入运算放大器的同相端和反相端，如图 11-21 所示。这种输入方式称为差动输入的减法电路（Differential Sub-tractor）。

因为集成运放工作在线性状态，所以应用叠加原理来分析计算。

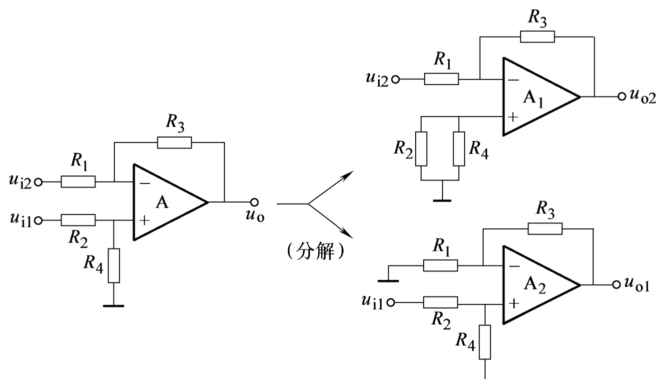


图 11-21　差动输入减法运算电路

首先令 $u_{i2}=0$，则电路相当于同相比例放大器，得

$$u_{o1}=\left(1+\frac{R_3}{R_1}\right)u_+=\left(1+\frac{R_3}{R_1}\right)\left(\frac{R_4}{R_2+R_4}\right)u_{i1}$$

再令 $u_{i1}=0$，则电路相当于反相比例放大器，得

$$u_{o2}=-\frac{R_3}{R_1}u_{i2}$$

根据叠加原理有

$$u_o=u_{o1}+u_{o2}=\left(1+\frac{R_3}{R_1}\right)\left(\frac{R_4}{R_2+R_4}\right)u_{i1}-\frac{R_3}{R_1}u_{i2}$$

当 $R_1=R_2$，$R_3=R_4$ 时，则

$$u_o=\frac{R_3}{R_1}(u_{i1}-u_{i2}) \tag{11-9}$$

故电压放大倍数为

$$A_{uf}=\frac{u_o}{u_{i1}-u_{i2}}=\frac{R_3}{R_1} \tag{11-10}$$

注意：在实际应用中，为了保证集成运放的两个输入端处于平衡工作状态，通常选 $R_1=R_2$，$R_3=R_4$。此外差动输入减法运算电路还经常用作测量放大器，这种电路对元器件的对称性要求较高，如果元器件的对称性不好，将产生附加误差。这一点同学们可以参考其他资料学习。

下面再介绍另一种减法电路，是利用反相比例运算电路和反相加法运算电路，采用级联方式来完成，如图 11-22 所示。

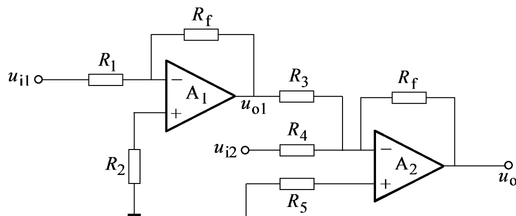


图 11-22　另一种减法电路

由图 11-22 可得

$$u_{o1}=-\frac{R_f}{R_1}u_{i1}$$

$$u_o = -\frac{R_f}{R_3}u_{o1} - \frac{R_f}{R_4}u_{i2} = \frac{R_f}{R_1}\frac{R_f}{R_3}u_{i1} - \frac{R_f}{R_4}u_{i2} \tag{11-11}$$

若 $R_1 = R_f = R_3 = R_4$，则 $u_o = u_{i1} - u_{i2}$。

例 11-7　电路如图 11-23 所示，设集成运放 A 为理想器件，直流输入 $V_s = 2V$，求下列情况下输出电压 u_o 的值。（1）开关 S_1、S_2 均断开；（2）开关 S_1、S_2 均闭合；（3）开关 S_1 闭合、S_2 断开。

解：（1）开关 S_1、S_2 均断开时，$R_1 \to \infty$，该电路是同相跟随器。即 $u_o = u_+ = V_s = 2V$。

（2）开关 S_1、S_2 均闭合时，电路实现反相比例运算功能。即

$$u_o = -\frac{R_f}{R_1}V_s = -\frac{20k\Omega}{10k\Omega}V_s = -4V$$

（3）开关 S_1 闭合、S_2 断开时，电路实现差分式减法运算功能。即

$$u_o = \left(1 + \frac{R_f}{R_1}\right)V_s - \frac{R_f}{R_1}V_s = 3V_s - 2V_s = V_s = 2V$$

例 11-8　电路如图 11-24 所示，设集成运放 A_1、A_2、A_3、A_4 均为理想运放，求输出电压 u_o 与输入电压 u_{i1}、u_{i2} 的关系式。

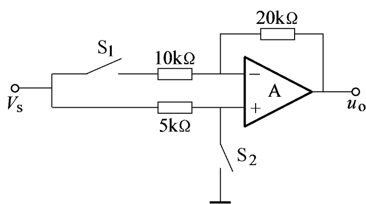


图 11-23　例 11-7 图

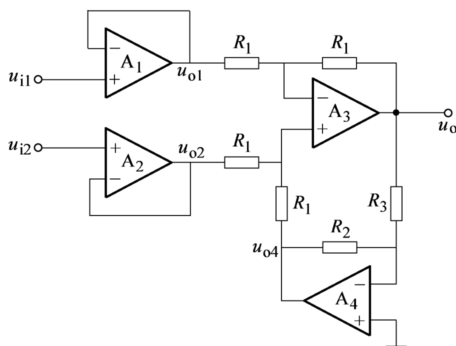


图 11-24　例 11-8 图

解：由图 11-24 可知，A_1、A_2 组成电压跟随器，即 $u_{o1} = u_{i1}$，$u_{o2} = u_{i2}$。A_4 是反相比例电路，即 $u_{o4} = -\frac{R_2}{R_3}u_o$。$A_3$ 是差分输入减法电路，$u_{+3} = \frac{u_{o4} + u_{o2}}{2}$，$u_o = -u_{o1} + 2u_{+3}$。联立以上各式求得

$$u_o = \frac{R_3}{R_2 + R_3}(u_{i2} - u_{i1})$$

11.3.4　积分、微分运算电路

1. 基本积分运算电路

所谓积分电路（Integrator），其功能就是完成积分运算，即输出电压与输入电压的积分成正比。

电路如图 11-25 所示，设电容电压的初始值为零，即 $u_C(0_+) = 0$，由于运放的反相输入端为“虚地”，则输出电压 $u_o(t) = -u_C(t)$。

因为
$$i_C(t)=i_i=\frac{u_i(t)}{R}=C\frac{du_C}{dt}$$

所以
$$u_o(t)=-u_C(t)=-\frac{\int i_C(t)dt}{C}=-\frac{1}{RC}\int u_i(t)dt+u_C(0_+) \quad (11\text{-}12)$$

图11-26是一个十分有用的电路，即差动积分电路。其输出电压 $u_o(t)$ 的表达式为
$$u_o(t)=\frac{1}{RC}\int(u_{i1}-u_{i2})dt \quad (11\text{-}13)$$

其推导过程读者可自行分析。

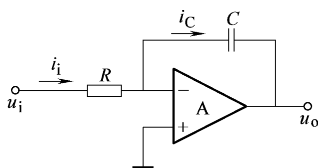


图11-25　基本积分电路

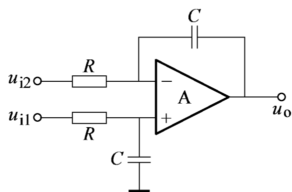


图11-26　差动积分电路

例11-9　在图11-25所示的基本积分电路的输入端输入一个阶跃信号，如图11-27a所示，求输出信号 u_o 的表达式，并画出 u_o 的波形。假设 $u_C(0_+)=0$。

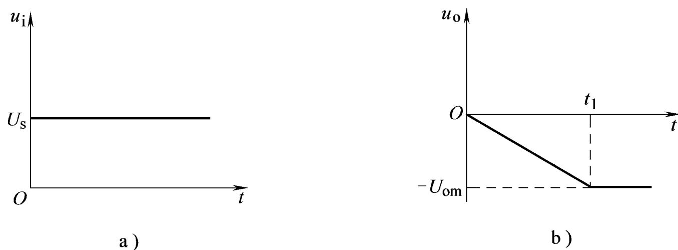


图11-27　例11-9图

a）阶跃信号　b）积分电路输入阶跃信号的输出波形

解：将输入信号 $u_i=U_s$，$t>0$ 代入式（11-12）中，则
$$u_o(t)=-\frac{1}{RC}\int U_s dt=-\frac{U_s}{RC}t,\qquad t\geqslant 0 \quad (11\text{-}14)$$

结果表明，输出电压 u_o 和时间 t 成线性关系，它的输出波形如图11-27b所示。

注意：图11-27b中的输出电压 u_o 向负值方向增大到集成运放的饱和电压（$-U_{om}$）时，集成运放将进入非线性工作区，此时输出电压 u_o 与 u_i 不再是积分关系。即电路的积分关系只在集成运放的线性工作区才有效。

2. 比例积分电路

比例积分电路如图11-28所示，由于集成运放的反相输入端为“虚地”，所以 $i_C(t)=i_i=\dfrac{u_i(t)}{R_1}$，又因为

$$u_C(t)=\frac{1}{C}\int i_C\mathrm{d}t=\frac{1}{R_1C}\int u_\mathrm{i}\mathrm{d}t$$

所以
$$u_\mathrm{o}(t)=-u_C(t)-R_\mathrm{f}i_C=-u_C-\frac{R_\mathrm{f}}{R_1}u_\mathrm{i}=-\left(\frac{R_\mathrm{f}}{R_1}u_\mathrm{i}+\frac{1}{R_1C}\int u_\mathrm{i}\mathrm{d}t\right) \tag{11-15}$$

显然，输出 u_o 的第一项为比例部分，第二项为积分部分。这种比例（P）-积分（I）电路常称为 PI（Proportional Integrator）电路，它在自动控制系统中应用非常广泛。

3. 基本微分运算电路

将积分器的积分电容和电阻的位置互换，就变成了微分器（Differentiator），如图 11-29 所示。

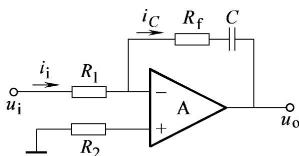


图 11-28　比例积分电路

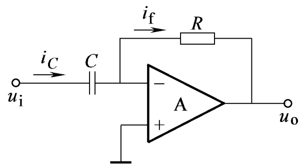


图 11-29　基本微分运算电路

因为
$$u_\mathrm{o}(t)=-i_\mathrm{f}R$$
$$i_\mathrm{f}=i_C=C\frac{\mathrm{d}u_C(t)}{\mathrm{d}t}=C\frac{\mathrm{d}u_\mathrm{i}(t)}{\mathrm{d}t}$$

所以
$$u_\mathrm{o}(t)=-RC\frac{\mathrm{d}u_\mathrm{i}(t)}{\mathrm{d}t} \tag{11-16}$$

注意：由式（11-16）可知，如果输入含有高频噪声的话，则输出噪声也会很大。即该微分器的高频增益大可能会使电路不稳定，所以，图 11-29 原理上可以实现微分运算，应用中却常出现高频干扰、产生自激振荡等问题，因此很少直接应用。需要微分运算时，可以通过给输入电路中的电容并联一个较小的电阻，来限制干扰，加强反馈，使电路稳定。或者尽量设法用积分器代替。即利用以下数学关系：

$$\frac{\mathrm{d}^2u_\mathrm{o}(t)}{\mathrm{d}t}+10\frac{\mathrm{d}u_\mathrm{o}(t)}{\mathrm{d}t}+2u_\mathrm{o}(t)=u_\mathrm{i}(t)$$
$$\frac{\mathrm{d}u_\mathrm{o}(t)}{\mathrm{d}t}=\int\left[u_\mathrm{i}(t)-10\frac{\mathrm{d}u_\mathrm{o}(t)}{\mathrm{d}t}-2u_\mathrm{o}(t)\right]\mathrm{d}t$$
$$u_\mathrm{o}(t)=\iint u_\mathrm{i}(t)\mathrm{d}t-2\iint u_\mathrm{o}(t)\mathrm{d}t-10\int u_\mathrm{o}(t)\mathrm{d}t \tag{11-17}$$

4. 比例微分运算电路

比例微分运算电路如图 11-30 所示。由于集成运放的反相输入端为“虚地”，所以 $i_C+i_\mathrm{i}=i_\mathrm{f}$，$u_\mathrm{o}=-i_\mathrm{f}R$，即

$$u_\mathrm{o}=-(i_\mathrm{i}+i_C)R=-\left(\frac{u_\mathrm{i}}{R_1}+C\frac{\mathrm{d}u_\mathrm{i}}{\mathrm{d}t}\right)R=-\left(\frac{R}{R_1}u_\mathrm{i}+RC\frac{\mathrm{d}u_\mathrm{i}}{\mathrm{d}t}\right) \tag{11-18}$$

显然，输出 u_o 的第一项为比例部分，第二项为微分部分。这种比例（P）-微分(D)电路常称为 PD（Proportional Differentiator）电路，它也在自动控制系统中应用非常广泛。

11.3.5 对数、指数（反对数）运算电路

在实际应用中，常需要进行对数运算（Logarithmic Amplifier）或反对数（指数）运算。例如，在某些系统中，当输入信号范围很宽时，容易造成限幅状态，可通过对数放大器，使输出信号与输入信号的对数成正比，从而将信号加以压缩。对数运算或反对数（指数）运算与加、减、比例等运算电路组合，便能实现乘、除和不同阶次的幂（非线性）等函数的运算，因此对数和反对数运算电路得到广泛的应用。

1. 对数运算电路

对数运算电路如图11-31所示，利用半导体器件PN结的指数型U—I特性，可以实现对数运算。即$u_o = -u_{BE} = -U_T \ln \frac{i_C}{I_s}$，又

$$i_C = i_1 = \frac{u_i}{R}$$

$$u_o = -U_T \ln \frac{u_i}{I_s R} \tag{11-19}$$

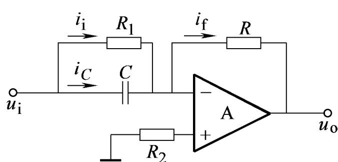


图11-30 比例微分电路

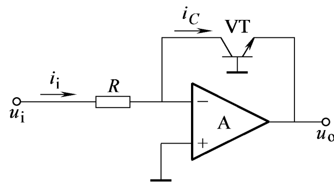


图11-31 对数运算电路

可见，输出电压和输入电压成对数关系，而且输出电压的幅值不会超过0.7V。

注意：该电路存在两个问题：一是u_i必须为正；二是I_s和U_T都是温度的函数，其运算结果受温度的影响较大。如何改善对数运算电路的温度稳定性成为一个重要的问题。一般改善的办法是，用对管消除I_s的影响，用热敏电阻（Thermal Resistance）补偿U_T的温度影响。图11-32给出了一个改善温度稳定性的实际电路。

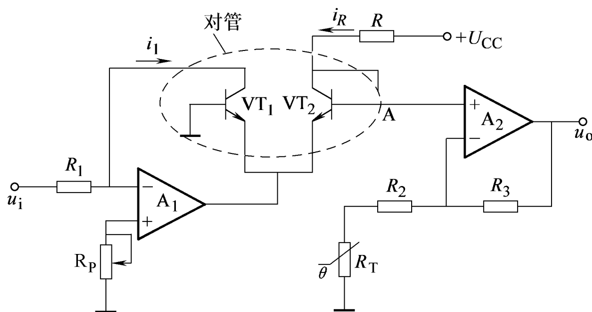


图11-32 具有温度补偿的对数运算电路

分析如下：

因为

$$u_o = \left(1 + \frac{R_3}{R_2 + R_T}\right) u_A$$

$$u_A = u_{BE2} - u_{BE1} = U_T \ln \frac{i_{C2}}{I_{s2}} - U_T \ln \frac{i_{C1}}{I_{s1}} = U_T \ln \frac{i_{C2}}{I_{C1}}$$

即
$$u_A = U_T \ln \frac{i_{C2}}{i_{C1}} \approx U_T \ln \frac{I_R}{i_{C1}} = \frac{kT}{q} \ln \frac{I_R}{i_{C1}}$$

而
$$i_{C1} = \frac{u_i}{R_1}, I_R \approx i_{C2} \approx \frac{U_{CC} - (u_{BE2} - u_{BE1})}{R} \approx \frac{U_{CC}}{R}$$

所以
$$u_o = \left(1 + \frac{R_3}{R_2 + R_T}\right) u_A = \left(1 + \frac{R_3}{R_2 + R_T}\right) \frac{kT}{q} \ln\left(\frac{U_{CC}}{u_i} \frac{R_1}{R}\right) \tag{11-20}$$

结果表明，用对管消除了反向饱和电流的不良影响，而且只要选择正温度系数的热敏电阻 R_T，也可消除 $U_T = kT/q$ 引起的温度漂移，实现温度稳定性良好的对数运算关系。

2. 反对数（指数）运算电路

由于指数运算是对数的逆运算，因此在电路结构上只要将对数运算器的电阻和晶体管位置调换一下即可，如图 11-33 所示。

根据电路可得 $u_o = -Ri_f = -Ri_e = -RI_s e^{\frac{u_{BE}}{U_T}}$，其中 $u_{BE} = u_i$。

所以
$$u_o = -I_s R e^{\frac{u_i}{U_T}} \tag{11-21}$$

注意：该电路同样有温度稳定性差的问题。也可用“对管”来消除反向饱和电流的影响，用热敏电阻来补偿 U_T 的温度漂移。具体电路读者可自行设计或参阅有关参考书。

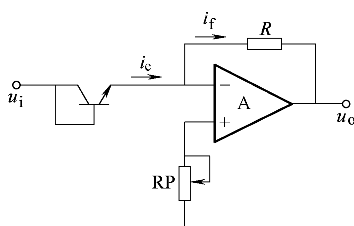


图 11-33　指数运算（反对数）运算电路

11.3.6　乘、除法运算电路

用对数和反对数运算及加、减法运算可以很方便地构成乘法器和除法器。目前已有由对数和反对数运算组成的集成乘（除）法器电路。集成模拟乘法器（Analog Multiplier）的图形符号如图 11-34 所示。其输入和输出关系为 $u_o = ku_x u_y$，具体推导过程略，读者可自行推导或参阅有关参考书。集成运放的应用除了以上基本运算电路外，还有其他方面的应用。

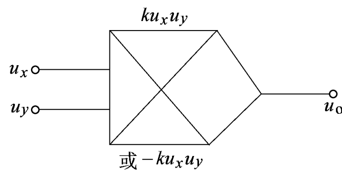


图 11-34　模拟乘法器图形符号

例 11-10　集成模拟乘法器组成如图 11-35 所示电路，求 u_o 的表达式，并说明电路的功能。

解：由图 11-35 电路可得，乘法器 M 的输出 u_{oM} 为
$$u_{oM} = -u_2 u_o \quad ①$$

因为集成运放 A 反相输入端 u_- 为“虚地”，故
$$\frac{u_1}{R} = -\frac{u_{oM}}{R} \quad ②$$

由①、②两式，可解得 $u_o = u_1/u_2$，因此图 11-35 电路实现了除法运算。

例 11-11　电路如图 11-36 所示。A_1、A_2 为理想运放。输入电压 $u_{i1} = 100\text{mV}$，$u_{i2} = 200\text{mV}$，均自 $t = 0$ 时接入。（1）求输出 u_o 与输入 u_i 的关系；（2）求 u_o 从起始时的 0V 变到 −10V 所需的时间，设 $u_C(0_+) = 0\text{V}$。电路参数如下：$R_1 = 20\text{k}\Omega$，$R_2 = R_3 = 30\text{k}\Omega$，$R_4 = 40\text{k}\Omega$，$R_5 = 10\text{k}\Omega$，$R_6 = 6.8\text{k}\Omega$，$C = 1\mu\text{F}$。

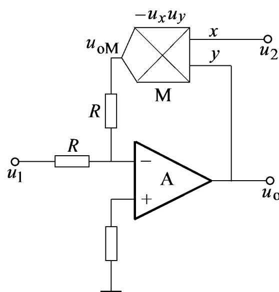


图 11-35　例 11-10 图

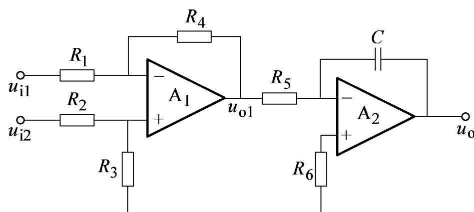


图 11-36　例 11-11 图

解：由图 11-36 可知这是一个两级放大电路，第一级为差动减法运算电路，第二级为积分电路。先求 u_{o1}

$$u_{o1}=\left(1+\frac{R_4}{R_1}\right)\left(\frac{R_3}{R_2+R_3}\right)u_{i2}-\frac{R_4}{R_1}u_{i1}=\left[\left(1+\frac{40}{20}\right)\frac{30}{30+30}\times 200-\frac{40}{20}\times 100\right]\text{V}=0.1\text{V}$$

再由积分电路求 u_o 关于时间 t 的函数表达式

$$u_o(t)=-u_C(t)=-\frac{\int i_C(t)\mathrm{d}t}{C}=-\frac{1}{R_5C}\int u_{o1}(t)\mathrm{d}t+u_C(0_+)$$

$$=-\frac{1}{10^4\times 10^{-6}}\int u_{o1}\mathrm{d}t=-100u_{o1}t=-10t$$

u_o 从起始时的 0V 变到 −10V 所需的时间 $t=-\frac{u_o}{10}=-\left(\frac{-10}{10}\right)\text{s}=1\text{s}$。

练习与思考题

11-3-1　反相加法运算和同相加法运算的本质区别点是什么？

11-3-2　你是否可以设计其他实现减法运算的电路？

11-3-3　电压跟随器的输入信号和输出信号相同，为什么还要应用这种电路？

11.4　信号处理电路

11.4.1　信号变换（U/I 变换和 I/U 变换）电路

1. 电压源-电流源变换电路（U/I 变换）

在工程上常常需要将电压源信号变换成电流源信号，而且要求不论负载如何变化，电流源电流只取决于输入的电压源信号，而与负载无关。例如，有些控制系统中，负载要求电流源驱动的情况；又如，在信号的远距离传输中，由于电流信号不易受干扰，所以也需要将电压信号变换为电流信号来传输。图 11-37 给出了一个 U/I 变换的例子。

因为在图 11-37 中：
$$u_+ = u_- = u_i$$

所以
$$i_L = i_1 = \frac{u_-}{R_1} = \frac{u_i}{R_1}$$

可见，负载电流 i_L 与 u_i 成正比，且符合要求，与负载 R_L 无关。

2. 电流源-电压源变换电路（I/U 变换）

通常传感器产生的信号为微弱的电流信号，为了放大这类信号，或是为了进行电流相加，都需要把电流信号变换成电压信号来处理，即所谓的 I/U 变换。将该电流信号变换为电压信号可利用运放的“虚地”特性。图 11-38a、b 所示就是光电二极管或光电晶体管产生的微弱光电流转换为电压信号的电路。

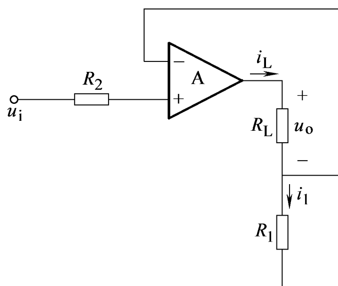


图 11-37　U/I 变换的例子

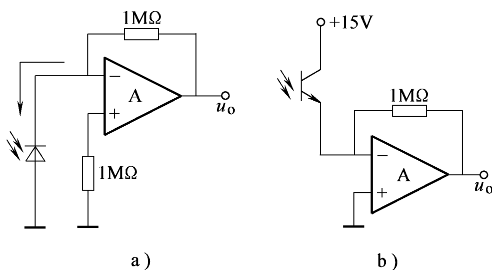


图 11-38　将光电流变换为电压输出的电路

a）用光电二极管实现 I/U

b）用光电晶体管实现 I/U

显然，该电路对集成运放的要求是输入电阻要趋向无穷大，运放直流参数中的输入偏流 $I_B\left(I_B = \frac{I_{B1} + I_{B2}}{2}\right)$要趋于零。这样，光电流将全部流向反馈电阻 R_f，输出电压 $u_o = R_f i_1$。这里 i_1 是光电器件产生的光电流。

11.4.2　有源滤波器电路

1. 滤波器的概念

滤波器（Filter）是具有频率选择功能的电路，它允许一定频率范围内的信号通过，而对不需要传送频率范围的信号实现有效的抑制。滤波器在通信、电子工程、仪器仪表等领域中广泛应用。几个相关概念如下：

1）通带：能够通过信号的频率范围。

2）阻带：不能够通过信号的频率范围。

3）截止频率：通带和阻带之间的分界频率。

2. 滤波器的种类

根据处理的信号不同分为模拟滤波器和数字滤波器。

根据滤波器的阶数分为一阶、二阶及高阶滤波器。滤波器的阶数越高，性能越好。

根据采用的元器件不同分为无源滤波器和有源滤波器。

根据工作频率不同分为低通滤波器（Low-pass Filter）、高通滤波器（High-pass Filter）、带通滤波器（Band-pass Filter）、带阻滤波器（Band-reject Filter）和全通滤波器（All-pass Filter）。

1）无源滤波器。由电阻、电容和电感组成的滤波器。优点：电路简单，高频性能好，工作可靠。缺点：电路的增益小，最大仅为 1，低频时体积大，很难做到小型化，负载效应明显，即在无源滤波器的输出端接负载电阻 R_L 时，其截止频率和增益均会随 R_L 而变化。有电感元件还会引起电磁干扰。

2）有源滤波器。将 RC 选频网络接到集成运放的输入端，就组成了有源滤波器。优点：体积小、效率高、频率特性好、易调试，可以多级相连。缺点：通带范围小，需要直流电源。适用于低频、低压、小功率场合。

下面重点介绍由集成运放构成的 RC 有源滤波器（Active Filter）。根据滤波器通带和阻带的不同，RC 有源滤波器也分为低通、高通、带通、带阻和全通滤波器等。根据低通与高通电路的对偶关系可知，只要将电路中的 R 和 C 互换，则低通电路就变为高通电路，而带通、带阻滤波器可以由低通和高通滤波器组成。所以，下面主要以一阶、二阶有源（低通）滤波器电路为例说明滤波器的原理。有关一阶、二阶高通滤波器的电路及分析请同学们参照相关参考书自学。

3. 一阶有源低通滤波器

图 11-39 所示为一阶有源低通滤波器电路。由电路可得其传递函数如下：

$$\dot{A}(\mathrm{j}\omega)=\frac{\dot{U}_o(\mathrm{j}\omega)}{\dot{U}_i(\mathrm{j}\omega)}=\left(1+\frac{R_f}{R_1}\right)u_+=\frac{\left(1+\frac{R_f}{R_1}\right)}{\left(1+\mathrm{j}\frac{\omega}{\omega_0}\right)}=\frac{A_0}{\left(1+\mathrm{j}\frac{\omega}{\omega_0}\right)} \tag{11-22}$$

式中，A_0 是当 $\omega=0$（直流）时电压放大倍数的最大值，$A_0=\left(1+\frac{R_f}{R_1}\right)$。

根据截止频率的定义，$|A(\mathrm{j}\omega)|=\frac{|A_0|}{\sqrt{2}}$，即 $(\omega RC)^2=1$ 得到 $\omega_0=\frac{1}{RC}$，即 $f_0=\frac{\omega_0}{2\pi}=\frac{1}{2\pi RC}$表明截止频率由电路中的元件参数 R 和 C 决定。

滤波器的幅频特性为 $|A(\mathrm{j}\omega)|=\frac{|A_0|}{\sqrt{1+(f/f_0)^2}}$，由该式可以画出幅频特性曲线，如图 11-40 所示。

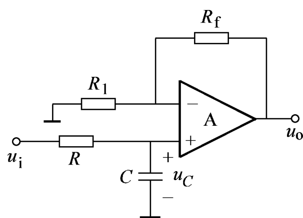


图 11-39　一阶有源低通滤波器电路

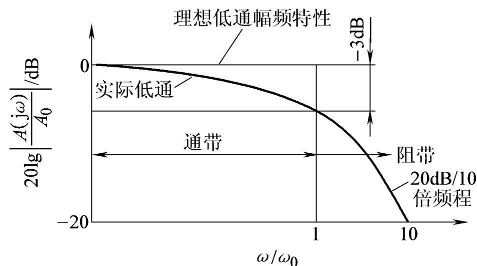


图 11-40　一阶有源低通滤波器幅频特性曲线

结论：由以上分析可知，电压放大倍数的大小与频率 ω 有关，频率越高，电压放大倍数越低，相反，频率越低，电压放大倍数越高。即输入信号的频率 $\omega<\omega_0$ 时，信号容易通过，电路具有低通特性。又因电路的频率特性与 f 的一次方有关，故称之为一阶 RC 有源低通滤波器。一阶滤波器特点是：电路简单；过渡带衰减慢，衰减速率为 20dB/10 倍频程。

4. 二阶有源低通滤波器

图 11-41 所示为二阶有源低通滤波器电路。

根据图 11-41，由 KCL 定律，对节点 1、2 列方程可得电路的传递函数为

$$\dot{A}(\mathrm{j}\omega)=\frac{\dot{U}_{\mathrm{o}}(\mathrm{j}\omega)}{\dot{U}_{\mathrm{i}}(\mathrm{j}\omega)}=-\frac{R_2}{R_1}\frac{\omega_{\mathrm{n}}^2}{(\omega_{\mathrm{n}}^2-\omega^2)+\mathrm{j}\omega\omega_{\mathrm{n}}/Q}=A_0\frac{1}{\left(1-\dfrac{\omega^2}{\omega_{\mathrm{n}}^2}\right)+\mathrm{j}\dfrac{\omega}{\omega_{\mathrm{n}}Q}}\tag{11-23}$$

式中，A_0 称为滤波器的通带增益，$A_0=-R_2/R_1$；Q 称为电路的品质因数，$Q=R_1\sqrt{C_2R_3R_2}\Big/[(R_1R_3+R_1R_2+R_3R_2)\sqrt{C_1}]$；$\omega_{\mathrm{n}}$ 称为滤波器的特征角频率，$\omega_{\mathrm{n}}=1\Big/\sqrt{R_3R_2C_2C_1}$。

由
$$\dot{A}(\mathrm{j}\omega)=A_0\frac{1}{\left(1-\dfrac{\omega^2}{\omega_{\mathrm{n}}^2}\right)+\mathrm{j}\dfrac{\omega}{\omega_{\mathrm{n}}Q}}$$

可得滤波器的幅频特性

$$|A(\mathrm{j}\omega)|=\frac{|A_0|}{\sqrt{(1-\omega^2/\omega_{\mathrm{n}}^2)^2+\omega^2/(\omega_{\mathrm{n}}^2Q^2)}}$$

画出其幅频特性曲线如图 11-42 所示。

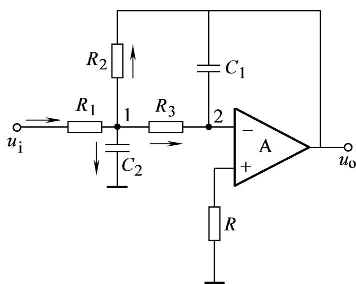


图 11-41　无限增益多路反馈二阶有源低通滤波器电路

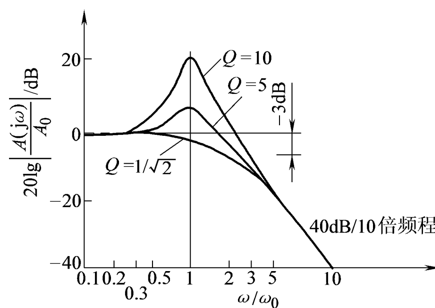


图 11-42　二阶有源低通滤波器幅频特性曲线

结论：由分析可知

当 $\omega<<\omega_{\mathrm{n}}$ 时，$|A(\mathrm{j}\omega)|\rightarrow|A_0|$；

当 $\omega>>\omega_{\mathrm{n}}$ 时，$|A(\mathrm{j}\omega)|\rightarrow 0$；

当 $\omega=\omega_{\mathrm{n}}$ 时，$|A(\mathrm{j}\omega_{\mathrm{n}})|=Q|A_0|$，即 $Q=|A(\mathrm{j}\omega_{\mathrm{n}})|/|A_0|$。

可见输入信号的频率 $\omega<\omega_{\mathrm{n}}$ 时，信号容易通过，即电路具有低通特性。又因电路的频

率特性与 f 的二次方有关，故称之为二阶 RC 有源低通滤波器。二阶滤波器的特点是，滤波器的特性不仅与频率有关，还与电路的品质因数有关，当 $Q>1/\sqrt{2}$时，滤波器的幅频特性有峰值，峰值的大小与 Q 值有关（见图 11-42），Q 值越大，尖峰越高；过渡带衰减比一阶的快，其衰减速率为 40dB/10 倍频程。

11.4.3　采样/保持电路

采样/保持电路（Sample and Hold Circuit）如图 11-43 所示，电路由电子开关、电容及电压跟随器组成。它是组成模 / 数转换器的重要部分。它的功能是将输入信号定时与电路接通，并且将接通时刻采集到的输入信号的电平值保持下来，直到下一次新的信号电平到来。它要求在输入信号变化较快时，输出信号能快速准确地跟随输入信号的变化进行间隔采样，在两次采样之间保持上一次采样结束时的状态。采样/保持电路多用于模/数转换电路（A/D）之前。由于模 / 数转换需要一定的时间，所以在进行模 / 数转换前必须对模拟量进行瞬间采样，并把采样值保存一段时间，以满足模 / 数转换电路的需要。该电路也可用于数字电路、计算机控制及程序控制等装置中。

该电路的工作过程分为采样和保持两个阶段。在采样期间，控制信号 u_L 控制模拟开关 S 闭合，电容充电，$u_C=u_i$，由于集成运放接成单位增益的电压跟随器，所以 $u_o=u_C=u_i$。在保持期间，即采样结束时，控制信号使开关 S 断开，由于电容无放电路径，u_C 保持不变，使输出电压得以保持，即采样所得的输入信号电压保持下来，如图 11-44 所示。

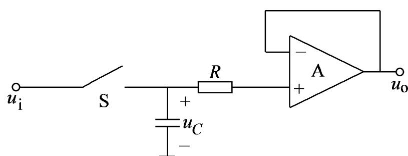


图 11-43　采样/保持电路

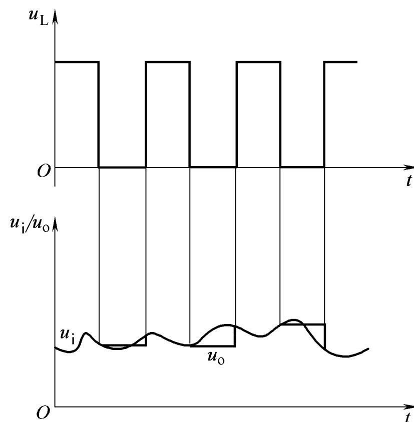


图 11-44　采样原理图

11.4.4　电压比较器电路

电压比较器（Voltage Comparator）是用来比较输入电压信号与参考电压大小的电路。可以将任意形状和幅度的波形整形为幅度一定、形状一定的输出波形。即当两者幅度相等时输出电压产生跃变，由高电平变成低电平，或者由低电平变成高电平。

用途：模/数转换、数字仪表、自动控制和自动检测等技术领域，以及波形产生及变换等场合。

电路特点：集成运放工作在开环状态或引入正反馈。

下面主要介绍单门限电压比较器。

1. 反相输入单限电压比较器

分析图 11-45 电路。该电路输入信号从反相端加入，由于集成运放处于开环状态，所以：

当 $u_+ > u_-$ 时，$u_o = +U_{OH}$ 即 $u_i < U_R$ 时，$u_o = +U_{OH}$；

当 $u_+ < u_-$ 时，$u_o = -U_{OL}$ 即 $u_i > U_R$ 时，$u_o = -U_{OL}$。

根据以上分析可得反相输入单限电压比较器传输特性如图 11-46 所示。

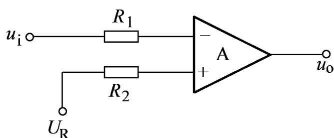


图 11-45　反相输入单限电压比较器电路

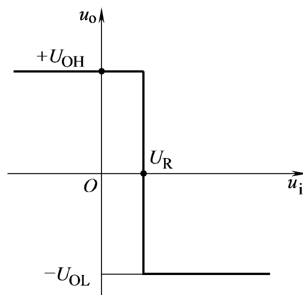


图 11-46　反相输入单限电压比较器传输特性曲线

当 $U_R = 0$ 时，电路为反相输入的过零电压比较器（Zero-crossing Comparator）。

2. 同相输入单限电压比较器

分析图 11-47 电路。输入信号从同相端加入，由于运放处于开环状态，所以：

当 $u_i > U_R$ 时，$u_o = +U_{OH}$；

当 $u_i < U_R$ 时，$u_o = -U_{OL}$。

根据以上分析可得同相输入单限电压比较器传输特性如图 11-48 所示。

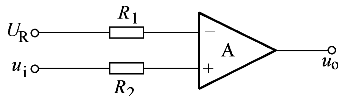


图 11-47　同相输入单限电压比较器电路

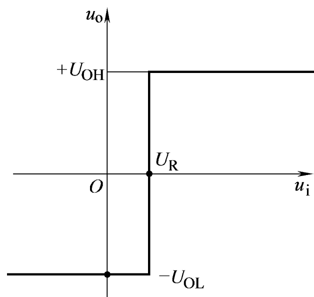


图 11-48　同相输入单限电压比较器传输特性曲线

当 $U_R = 0$ 时，电路为同相输入的过零电压比较器。

3. 输出带限幅的单限电压比较器

如图 11-49 所示，电路特点仍是当 u_i 单方向变化时，u_o 只变化一次；由于在输出端增加了限流电阻和稳压管。设稳压管的稳定电压为 $\pm U_Z$，忽略稳压管的正向压降，所以：

当 $u_i < U_R$ 时，$u_o = +U_Z$；

当 $u_i > U_R$ 时，$u_o = -U_Z$。

根据以上分析可得带限幅的单限电压比较器传输特性如图 11-50 所示。

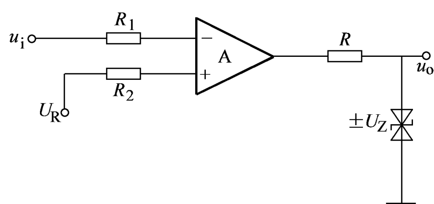


图 11-49　带限幅的单限电压比较器电路

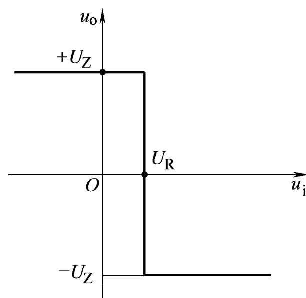


图 11-50　带限幅的单限电压比较器传输特性曲线

例 11-12　图 11-51 是一有源滤波器电路。说明该滤波器是哪种类型的滤波器，并画出幅频特性曲线。

解：由图 11-51 电路可得其传递函数

$$\dot{A}(j\omega) = \frac{\dot{U}_o(j\omega)}{\dot{U}_i(j\omega)} = -\frac{R_2 // \frac{1}{j\omega C}}{R_1} = A_0 \frac{\omega_0}{j\omega + \omega_0}$$

$$= A_0 \frac{1}{1 + j\frac{\omega}{\omega_0}} = A_0 \frac{1}{1 + j\frac{f}{f_0}} \qquad (11\text{-}24)$$

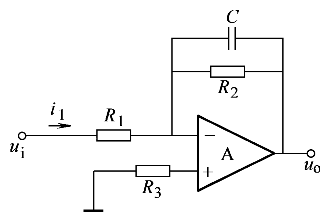


图 11-51　例 11-12 图

式中，A_0 是电压放大倍数的最大值，$A_0 = -\frac{R_2}{R_1}$

$$f_0 = \frac{\omega_0}{2\pi} = \frac{1}{2\pi R_2 C}$$

其幅频特性曲线和图 11-40 所示曲线一样，这是一个反相输入的一阶有源低通滤波器。

练习与思考题

11-4-1　有源滤波器和无源滤波器的主要区别是什么？

11-4-2　如何提高滤波器的阻带衰减速度？

11-4-3　如何将模拟量转化为数字量？

11-4-4　单门限比较器的缺点是什么？

11.5　信号产生电路

信号产生电路（Wave Form Generator Circuit）也称自激振荡电路（Self-excited Oscillator）。当一个放大器在没有外加输入信号的情况下，却输出频率一定、幅度一定的信号，这种状态称为放大器的自激振荡（简称振荡器）。振荡器按输出波形的不同分为正弦波振荡器和非正弦波振荡器两大类。集成运放可以用来组成各种信号产生电路，例如方波发生器（Square Wave Generator）、三角波发生器（Triangular Wave Generator）、锯齿波发生器（Saw Tooth Wave Generator）、正弦波发生器（Sinusoidal Oscillator）等。本节重点介绍正弦波振荡电路。正弦波振荡电路的输出电压幅度和频率均可在一定范围内方便调节，输出功率可从几毫瓦到几千瓦。因此，它既可作信号源，也可作能源，广泛用于科学实验、无线电通信和检测技术等领域。

11.5.1　正弦波振荡电路的原理

1. 正弦波振荡电路的基本工作原理

振荡电路的原理框图如图11-52所示。图中，$\dot{A}$ 是放大电路的电压放大倍数，$\dot{X}_i$ 是外加输入信号，$\dot{X}_o$ 是输出信号，$\dot{F}$ 是反馈系数，$\dot{X}_f$ 是反馈信号。当开关在位置“1”时，是一般的交流信号放大电路。现将输出 $\dot{X}_o$ 的一部分 $\dot{X}_f=\dot{F}\dot{X}_o$ 反向送回到“2”端。当反馈信号 $\dot{X}_f$ 与 $\dot{X}_i$ 完全一样时，用 $\dot{X}_f$ 代替 $\dot{X}_i$ 效果是一样的，即相当于开关由位置“1”变为位置“2”，此时电路仍能维持原工作状态，保持稳定的输出。形成输出→反馈→输入→输出→反馈……的循环。即电路已不再需要外加输入信号 $\dot{X}_i$，仅仅依靠电路本身的反馈信号 $\dot{X}_f$ 即可工作，这就是自激振荡。

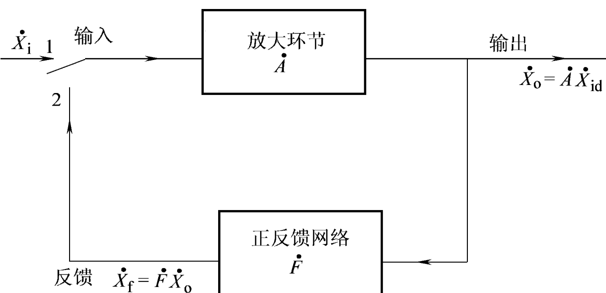


图11-52　振荡电路的原理框图

2. 产生自激振荡的条件

根据自激振荡的定义知，$\dot{X}_f=\dot{X}_i$（正反馈）时，可在输出端继续维持原有的输出信号，而 $\dot{X}_f=\dot{F}\dot{X}_0=\dot{A}\dot{F}\dot{X}_i$；所以振荡电路产生自激振荡的平衡条件为

$$\dot{A}\dot{F}=1 \tag{11-25}$$

在式（11-25）中，设 $\dot{A}=A\angle\varphi_A$，$\dot{F}=F\angle\varphi_F$，则式（11-25）可分解为

（1）幅度条件

$$AF=|\dot{A}\dot{F}|=1 \tag{11-26}$$

（2）相位条件

$$\varphi_A+\varphi_F=2n\pi, n=0, \pm1, \pm2, \cdots \tag{11-27}$$

事实上，若 $AF<1$，则电路减幅振荡，最后停止振荡。若 $AF>1$，则电路增幅振荡。故 $AF=1$ 是维持等幅振荡的唯一条件。幅度条件表明，反馈放大器要产生自激振荡，必须有足

够的反馈量（可以通过调整放大倍数 $\dot{A}$ 或反馈系数 $\dot{F}$ 达到）；而相位条件表明，一个振荡器，只有在振荡频率为 f_0 时才满足相位平衡条件。满足相位条件意味着反馈信号 $\dot{X}_f$ 和输入信号 $\dot{X}_i$ 相位相同，即振荡电路必须是正反馈，而且在电路中应包含选频网络。

3. 振荡的建立与稳定

由于 $AF = |\dot{A}\dot{F}| = 1$ 只能维持振荡，不能建立振荡，所以振荡电路的起振条件是：$AF > 1$ 和正反馈。即通过放大→正反馈→再放大→再正反馈→……的不断循环，使输出信号逐渐增大。考虑到这时输出幅值越来越大，最后会出现非线性失真。故放大电路中还应包含稳幅环节。起振及稳幅振荡的过程如图 11-53 所示。

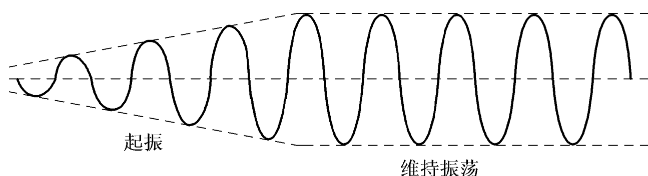


图 11-53　振荡的建立与稳定

在电源接通时，会在电路中激起一个微小的扰动信号，它是个非正弦信号，含有一系列频率不同的正弦分量，由选频网络选出单一频率的正弦波经正反馈网络反向送回到输入端再经放大器放大，如此循环，输出幅值越来越大，最后经稳幅环节稳幅，在输出端便得到稳定的正弦波。也就是：起振过程中要求 $AF > 1$，可以使输出电压的幅度不断增大；稳定振荡时要求 $AF = 1$，使输出电压的幅度得以稳定。所以，从 $AF > 1$ 到 $AF = 1$，就是自激振荡建立的过程。

11.5.2　*RC* 桥式正弦波振荡电路

按选频网络采用的元件不同，正弦波振荡电路分为以下几种：*RC* 正弦波振荡电路，其输出功率小、频率低；*LC* 正弦波振荡电路，其输出功率大、频率高；石英晶体正弦波振荡电路，其频率稳定度最高。下面只简单介绍 *RC* 桥式正弦波振荡电路。

1. 正弦波振荡电路的组成

RC 桥式正弦波振荡电路如图 11-54 所示。电路由两部分构成：其中集成运放 *A*、R_f 和 R_1 组成同相输入的比例运算电路；*RC* 串并联环节既是正反馈电路，又是选频网络。对 *RC* 选频电路来说，振荡电路的输出电压 u_o 是它的输入电压，而它的输出电压的一部分送到集成运放的同相端，相当于同相比例运算电路的输入电压 u_+。

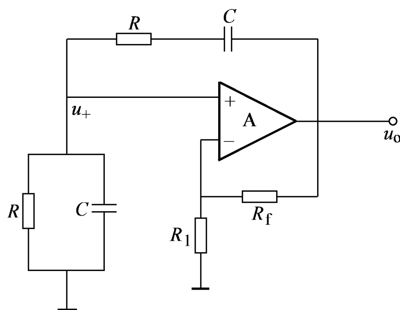


图 11-54　*RC* 桥式正弦波振荡电路

2. 电路分析

（1）*RC* 串并联电路的选频特性

设 *RC* 串联部分的阻抗为 Z_1，*RC* 并联部分的阻抗为 Z_2，则

$$Z_1 = R + \frac{1}{\mathrm{j}\omega C},\quad Z_2 = R // \frac{1}{\mathrm{j}\omega C}$$

$$\dot{F}=\frac{\dot{U}_{f}}{\dot{U}_{o}}=\frac{\dot{U}_{+}}{\dot{U}_{o}}=\frac{Z_2}{Z_1+Z_2}=\frac{R//\frac{1}{j\omega C}}{\left(R+\frac{1}{j\omega C}\right)+R//\frac{1}{j\omega C}}=\frac{1}{3+j\left(\omega CR-\frac{1}{\omega CR}\right)}$$

令 $\omega_0=\frac{1}{RC}$，则 $\dot{F}=\frac{1}{3+j\left(\frac{\omega}{\omega_0}-\frac{\omega_0}{\omega}\right)}$

幅频特性

$$|\dot{F}|=F=\frac{1}{\sqrt{3^2+\left(\frac{\omega}{\omega_0}-\frac{\omega_0}{\omega}\right)^2}}$$

分析如下：

当 $\omega\to0$ 时，$F\to0$；

当 $\omega\to\infty$ 时，$F\to0$；

当 $\omega=\omega_0$ 时，$F_{max}=\frac{1}{3}$。

其幅频特性的波形如图 11-55 所示。

相频特性

$$\varphi_F=-\arctan\frac{\left(\frac{\omega}{\omega_0}-\frac{\omega_0}{\omega}\right)}{3}$$

分析如下：

当 $\omega\to0$ 时，$\varphi_F\to90°$；

当 $\omega\to\infty$ 时，$\varphi_F\to-90°$；

当 $\omega=\omega_0$ 时，$\varphi_F\to0°$。

其相频特性波形如图 11-56 所示。以上分析表明，RC 串并联电路具有选频性。

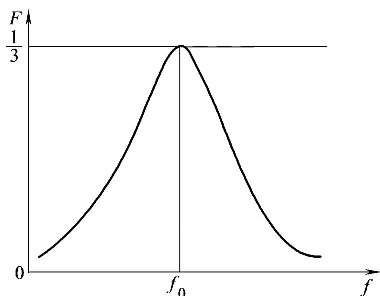


图 11-55　RC 串并联网络的幅频特性曲线

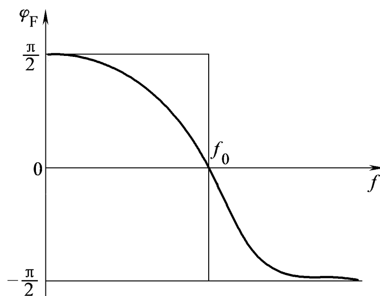


图 11-56　RC 串并联网络的相频特性曲线

（2）RC 桥式正弦波电路的振荡原理

由 RC 串并联网络的选频特性得知，在 $\omega=\omega_0=\frac{1}{RC}$时，其相移 $\varphi_F\to0°$，为了使振荡电

路满足相位条件 $\varphi_A+\varphi_F=2n\pi$，$n=0$，$\pm1$，$\pm2$，…要求放大器的相移 φ_A 也为 0°（或 360°）。所以，放大电路选用同相输入方式的集成运放电路。由于它的 RC 串并联网络兼具有选频特性，所以使信号通过闭合环路后，仅有 $\omega=\omega_0$ 的信号才满足相位条件，因此该电路的振荡频率为 ω_0，从而保证了电路的输出为单一频率的正弦波。此外，为了使电路能振荡，还应满足起振条件，即要求 $AF=|\dot{A}\dot{F}|>1$。由于反馈系数就是 RC 串并联网络的传输系数

$$\dot{F}=\frac{1}{3+\mathrm{j}\left(\dfrac{\omega}{\omega_0}-\dfrac{\omega_0}{\omega}\right)}$$

放大器的放大倍数 $\dot{A}=1+\dfrac{R_f}{R_1}$；当 $\omega=\omega_0$ 时，$\dot{F}=\dfrac{1}{3}$，根据起振条件，则要求 $\dot{A}=1+\dfrac{R_f}{R_1}>3$，即 $R_f>2R_1$。

综上分析可得如下结论：

1）当 $f=f_0$ 时，u_f 与 u_o 同相位，u_f 的幅值最大，$u_f=\dfrac{1}{3}u_o$。

2）当 $A=\left(1+\dfrac{R_f}{R_1}\right)=3$，也就是 $R_f=2R_1$ 时，满足稳定振荡条件。

3）振荡频率 $f_0=\dfrac{1}{2\pi RC}$。

考虑到起振条件 $AF>1$，一般应选取 R_f 略大 $2R_1$。如果这个比值取得过大，会引起振荡波形严重失真。由集成运放构成的 RC 正弦波振荡电路不是靠集成运放内部的晶体管进入非线性区来稳幅，而是通过在外部引入负反馈来达到稳定幅度的目的。

3. 常用的稳幅措施

（1）利用二极管稳幅

在图 11-57 中，利用二极管的正向伏安特性的非线性来自动稳幅。图中，将 R_f 分为 R_{f1} 和 R_{f2} 两部分。在 R_{f2} 上并联两只正、反向的二极管，它们在输出电压 u_o 的正负半周内分别导通。具体过程是，起振初期，由于 $|u_o|$ 的幅度很小，不足以使二极管导通，此时 $R_f=R_{f1}+R_{f2}>2R_1$，随着振荡幅度的增大，$|u_o|$ 的幅度的增大，总有一个二极管导通，其正向电阻很小，从而使 $R_f=R_{f1}+R'_{f2}=2R_1$，实现了振荡电路自动稳定下来。

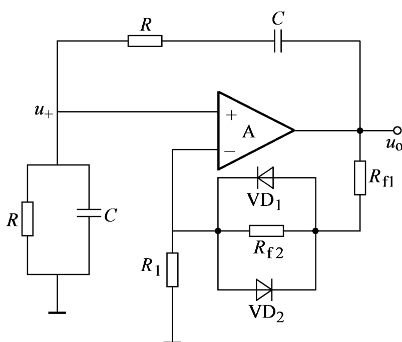


图 11-57　利用二极管稳定幅度

（2）利用非线性热敏电阻稳幅

在图 11-58 中，利用非线性热敏电阻来稳定幅度。其中，热敏电阻具有负的温度系数，利用它的非线性可以自动稳幅。自动稳定幅度的原理为 $u_o\uparrow\rightarrow t\uparrow\rightarrow R_f\downarrow\rightarrow A_u\downarrow$。

思考：若热敏电阻具有正的温度系数，应接在何处？

例 11-13　如图 11-59 所示，电路是由集成运放构成的音频信号发生器简化电路。（1）R_1 大约调到多大，电路才能起振？（2）R_P 为双联电位器，可从 0 调到 14.4kΩ，试求振荡频率的变化范围。已知：$R=1.6\text{k}\Omega$，$R_1=3.3\text{k}\Omega$，$R_{f1}=2\text{k}\Omega$，$R_{f2}=1\text{k}\Omega$，$C=0.1\mu\text{F}$。

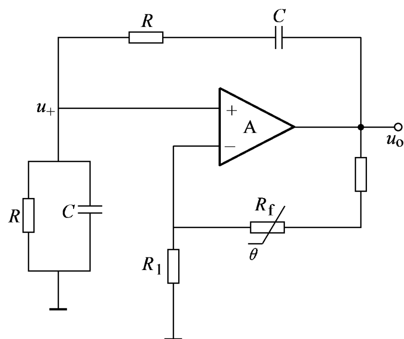


图 11-58　利用非线性热敏电阻稳定幅度

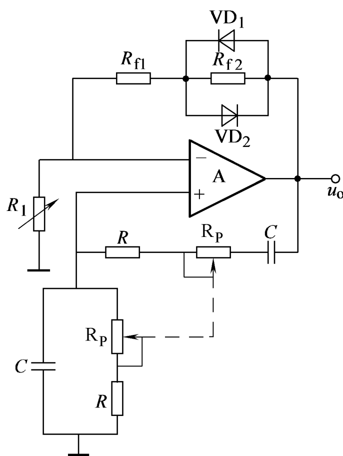


图 11-59　例 11-13 图

解：（1）该电路为 *RC* 桥式正弦波振荡电路，*RC* 串并联选频网络的反馈系数 $F=\dfrac{\dot{U}_+}{\dot{U}_o}=\dfrac{1}{3}$，因此同相比例放大电路的放大倍数只要大于 3 电路就能起振。由 $A_u=\dfrac{u_o}{u_i}=\dfrac{u_o}{u_+}=\left(1+\dfrac{R_f}{R_1}\right)$，$1+\dfrac{R_f}{R_1}\geqslant 3$，得 $R_1\leqslant\dfrac{R_f}{2}=1.5\text{k}\Omega$，即 R_1 大致调到小于 1.5kΩ 电路才能起振。

（2）根据电路的振荡频率 $f_0=\dfrac{1}{2\pi RC}$，当 RP 从 0 调到 14.4kΩ 时，振荡频率从 995Hz 变化到 99.5Hz。

练习与思考题

11-5-1　为什么 *RC* 正弦波振荡电路适合产生低频信号？

11-5-2　从 $|\dot{A}\dot{F}|>1$ 到 $|\dot{A}\dot{F}|=1$ 是自激振荡建立的过程，在这个建立过程中，需减少哪个量？（需要减小运放增益 $\dot{A}$ 的模值，即 $|\dot{A}|=A$）

11.6　集成运算放大器应用中应注意的几个问题

在前面的分析中都假设集成运放具有理想的特性，但这并不意味着在实际工作中可以随便拿一个集成运放来用，而不去考虑集成运放的具体指标。客观上，集成运放的许多非理想因素会影响电路的性能，所以，必须根据电路和信号的需求来精心地选择集成运放的型号。下面，介绍使用集成运放时要常注意的几个问题。

1. 器件选择的一般原则

1）如果没有特殊要求，选用通用型集成运放（如 LM741、LM324 等）。

2）如系统要求精密，温漂小，噪声干扰低，则选择高精度、低漂移、低噪声的集成

运放。

3）如系统要求集成运放输入阻抗高，输入偏流小，则选择高输入阻抗集成运放。

4）若系统对功耗有严格要求，则选择低功耗运放。

5）若系统工作频率高，则选择宽带、高速集成运放或比较器。

2. 消振

由于集成运放受内部晶体管的极间电容和其他寄生参数的影响，很容易产生自激振荡，使集成运放不能正常工作。为此，通常外接 *RC* 消振电路或其他消振电路，用来破坏产生自激振荡的条件。要了解是否达到消振的目的，只要将输入端接“地”，用示波器观察输出端有无自激振荡即可。目前集成运放大多内部已有消振元件，不需外接消振电路。

3. 调零

为了提高集成运放的精度，消除因失调电压和失调电流引起的误差，需要对集成运放进行调零。集成运放的调零电路有两类：一类是内调零，集成运放设有外接调零电路的引线端，按说明书连接即可，如常用的 μA741，其中电位器 R_P 可选择 10kΩ 的电位器，如图 11-60 所示；此外通常使用时，还要外接调零电路。一般应先消振，再调零，而且调零时应将电路接成闭环状态。

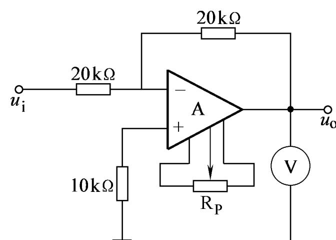


图 11-60　调零电路

4. 保护

保护电路分输入端保护、输出端保护和电源保护。当输入端所加的电压过高时会损坏集成运放，可在输入端加上两个反向并联的二极管，如图 11-61 所示，将输入电压限制在二极管的正向压降以内。为了防止输出电压过大，可利用稳压管来保护，如图 11-62 所示，将两个稳压管反向串联，就可将输出电压限制在稳压管的稳压值 U_Z 的范围内。为了防止正负电源接反，可用二极管保护，若电源接错，二极管反向截止，集成运放上无电压，如图 11-63 所示。

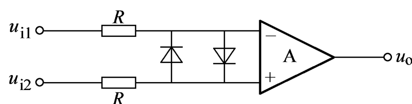


图 11-61　输入保护电路

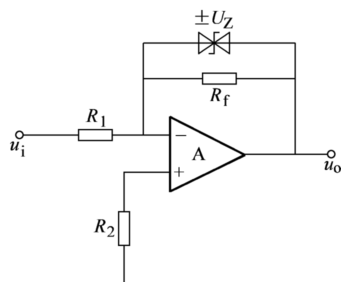


图 11-62　输出保护电路

5. 扩大输出电流

集成运放的输出电流一般不大，当负载要求较大电流时，常在输出端外接一级互补对称电路扩大输出电流，来满足负载的要求，如图 11-64 所示。

6. 相位补偿

集成运放在实际使用中遇到的最棘手的问题就是自激。要消除自激，通常是破坏自激形成的相位条件，这就是相位补偿，如图 11-65 所示。其中，图 a 是输入分布电容和反馈电阻

过大（>1MΩ）引起自激的补偿方法，图 b 中所接的串联 RC 环节为输入端补偿法，常用于高速集成运放。

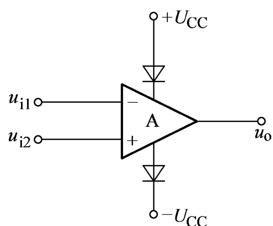


图 11-63　电源保护电路

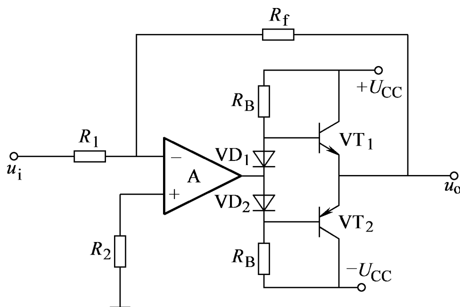


图 11-64　输出端加接一级互补电路扩大输出电流

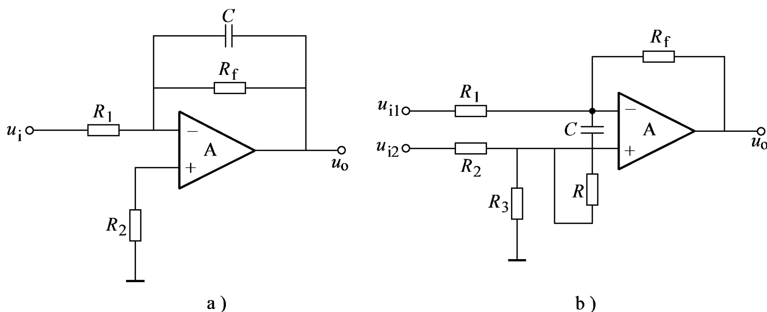


图 11-65　相位补偿方法

11.7　工程应用举例

1. 利用减法电路可以构成“称重放大器”

图 11-66 给出称重放大器电路示意图。图中，压力传感器是由应变片构成的惠斯顿电桥，当压力（重量）为零时 $R_x=R$，电桥处于平衡状态，$u_{i1}=u_{i2}$减法器输出为零；而当重量不为零时，压敏电阻 R_x 随着压力变化而变化，电桥失去平衡，$u_{i1}\neq u_{i2}$，减法器的输出电压与称重的重量有一定的关系。试分析输出电压 u_o 与重量（体现在 R_x 变化上）之间的关系，等效电路如图 11-67 所示。

由图 11-67 可知

$$u_{i1}=\frac{E_r}{2},\qquad u_{i2}=\frac{R_x}{R+R_x}E_r$$

令 $R'=\dfrac{R}{2}$，$R_x'=R_x//R$

则

$$u_o=-\frac{R_2}{R_1+R_x'}u_{i2}+\frac{R_2}{R_2+R_1+R'}\left(1+\frac{R_2}{R_1'}\right)u_{i1}$$

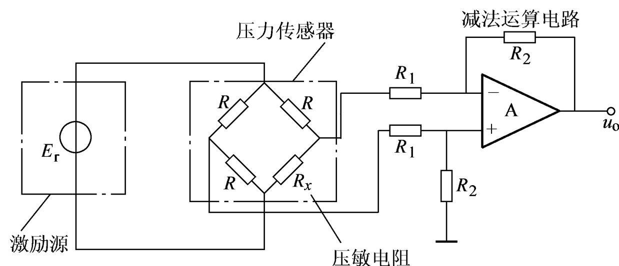


图 11-66　称重放大器电路

当 $R_1 >> \frac{R}{2}$，$R_1 >> R'_x$时，则

$$u_o = \frac{R_2}{R_1}(u_{i1} - u_{i2}) = \frac{R_2}{R_1}E_r\left(\frac{1}{2} - \frac{R_x}{R + R_x}\right)$$
$$= \frac{R_2}{2R_1}\left(\frac{R - R_x}{R + R_x}\right)E_r$$

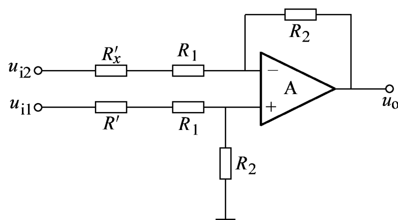


图 11-67　图 11-66 的等效电路

显然，当重量（压力）变化，R_x 随之变化，则 u_o 也随之变化，所以测量 u_o 可以转换出重量或压力。

2. 由电压比较器构成的可燃气体报警器

图 11-68 所示为由电压比较器构成的可燃气体报警器电路，电压比较器采用 74LM393 集成芯片。比较器的反相输入端接于电阻分压电路中，取得基准电压 u_R，同相输入端接气敏元件组成的分压电路中，取得变化的输入电压 u_B。

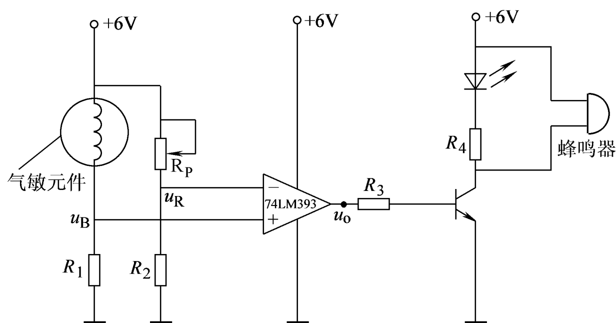


图 11-68　由电压比较器构成的可燃气体报警器电路

工作过程分析：当正常工作状态时，$u_B < u_R$，比较器的输出 $u_o = 0V$（因为比较器的负电源端接地）即 $-U_{OL} = 0V$，此时晶体管截止，蜂鸣器不响，报警器（发光二极管）不亮；当空气中可燃气体的浓度超过允许值时，气敏元件的电阻值减小，使 u_B 上升大于 u_R，此时比较器输出 $u_o = +6V$，晶体管导通，蜂鸣器响，报警器（发光二极管）亮起来。

3. 由电压跟随器构成的交流信号三路分配器

图 11-69 所示电路将输入的交流信号分成三路输出，三路信号可以分别用作指示、控制、分析等用途。运放 $A_1 \sim A_4$（LM324）信号都是从同相端输入，把输出端直接连接到反相输入端，相当于同相比例运算电路 $R_f = 0$ 的情况，故各放大器的电压放大倍数均为 1，与分立元件构成的射极跟随器作用相同。电路的特点是：由于运放的输入电阻高，信号源之间

的影响极小。静态时，电路中的电阻 R_1、R_2 组成 $\frac{1}{2}V_+$ 偏置，A_1 输出端电压为 $\frac{1}{2}V_+$，故运放 A_2 ~ A_4 输出端也为 $\frac{1}{2}V_+$，通过输入、输出电容的隔直流作用，取出交流信号，形成交流信号的三路分配输出。

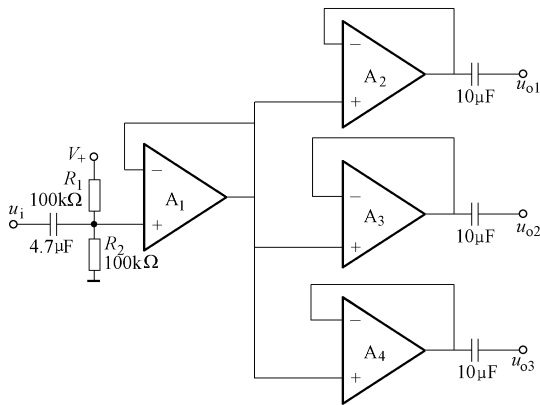


图 11-69　由电压跟随器构成的交流信号三路分配器电路

4. 利用同相比例放大电路作测温电路

图 11-70 所示电路中感温探头采用一只硅晶体管 3DG6，把它接成二极管形式。硅晶体管发射结电压的温度系数约为 -2.5mV/℃，即温度每上升 1℃，发射结电压就会下降 2.5mV。运放 A_1（LM324）连接成同相直流放大形式，温度越高，晶体管的压降越小，运放 A_1 同相输入端的电压就越低，输出端的电压也随着降低。这是一个线性放大过程。在 A_1 输出端接上测量或处理电路，便可对温度进行指示或进行其他自动控制。

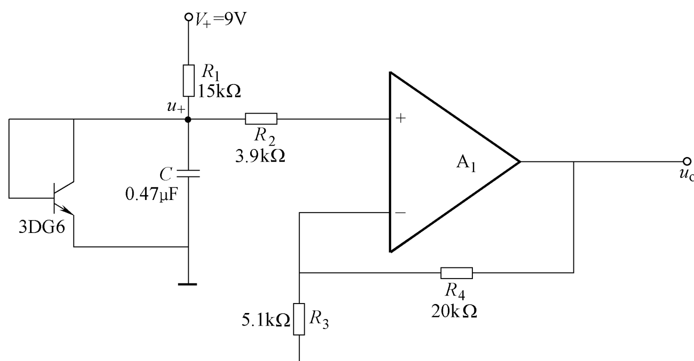


图 11-70　利用同相比例放大电路作测温电路

5. 利用运放来实现电流/电压变换功能

在 11.4.1 小节中，介绍过一种简单原理的信号变换（*U*/*I* 变换及 *I*/*U* 变换）电路，这里给大家推荐另外一种在工程实际中应用较多的信号变换电路，如图 11-71 所示。由于在工

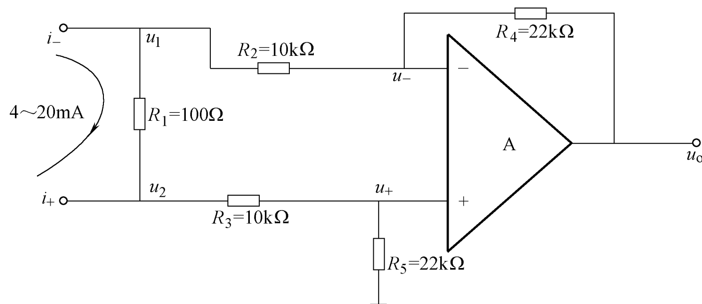


图 11-71　利用运放来实现电流/电压变换功能电路

程应用中很多控制器只接收来自各种检测仪表的0～20mA或4～20mA电流，该电路将检测到的电流信号转换成电压信号后，再送到ADC转换成数字信号。电路分析如下：

如图所示，输入信号4～20mA电流流过采样电阻 $R_1=100\Omega$，在 R_1 上会产生0.4～2V的电压差。由“虚断”知：运放的输入端没有电流流过，则流过 R_3 和 R_5 的电流相等，流过 R_2 和 R_4 的电流相等，即 $\frac{(u_2-u_+)}{R_3}=\frac{u_+}{R_5}$，$\frac{(u_1-u_-)}{R_2}=\frac{(u_--u_o)}{R_4}$；又由“虚短”知：$u_+=u_-$；代入已知条件：$R_3=R_2=10k\Omega$，$R_4=R_5=22k\Omega$；整理可得 $u_o=-\frac{R_4}{R_2}(u_1-u_2)=-2.2(u_1-u_2)=-2.2u_{R_1}$；当电流从4～20mA变化流过电阻 R_1 时，则 $u_o=-2.2(0.4\sim2)V=-(0.88\sim4.4)V$，也就是说该电路实现了将输入4～20mA的电流量转换成输出端 $u_o=-(0.88\sim4.4)V$ 的电压量，此电压可以进一步送到ADC做后续的控制处理。

6. 利用运放来实现电压/电流变换功能

实际应用中电流信号需要转换成电压信号，当然也有电压信号需要转换成电流信号的情况。图11-72就是这样一个电路。图中的负反馈虽然没有通过电阻直接反馈，而是串联了晶体管的发射结，但只要由运放构成的放大电路，“虚短、虚断”的规律仍然适用。

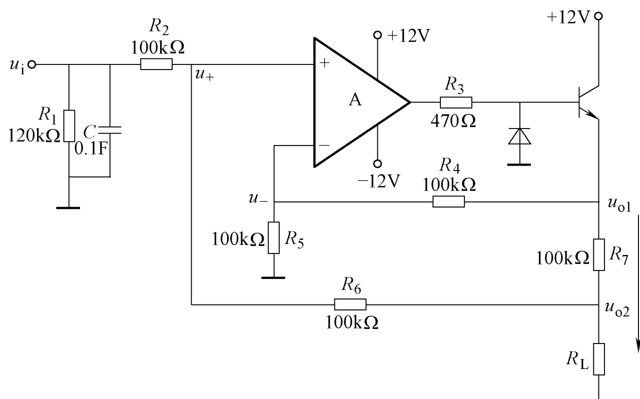


图11-72　利用运放来实现电压/电流变换功能电路

电路分析如下：

由“虚断”知，运放的输入端没有电流流过，则

$$\frac{(u_i-u_+)}{R_2}=\frac{(u_+-u_{o2})}{R_6},\ \frac{(u_{o1}-u_-)}{R_4}=\frac{u_-}{R_5}$$

又由“虚短”知 $u_+=u_-$；如果 $R_6=R_2$，$R_4=R_5$，则整理可得 $u_{o1}-u_{o2}=u_i$。该式说明：电阻 R_7 两端的电压和输入电压 u_i 相等，所以通过 R_7 的电流 $i_7=\frac{u_i}{R_7}$，即该电路实现了将电压信号转换成电流信号的功能。

11.8　集成运算放大器电路的Multisim仿真

1. 仿真题目：加法运算电路功能仿真

按图11-73所示原理图连接电路。两路相加信号分别由运放U1反相输入直流信号

1.25V，运放 U3 反相输入交流正弦波信号，参数如图 11-74 所示，频率为 1kHz，幅值为 625mV。运放 U1、U3 的输出再送到运放 U2 的反相输入端相加。

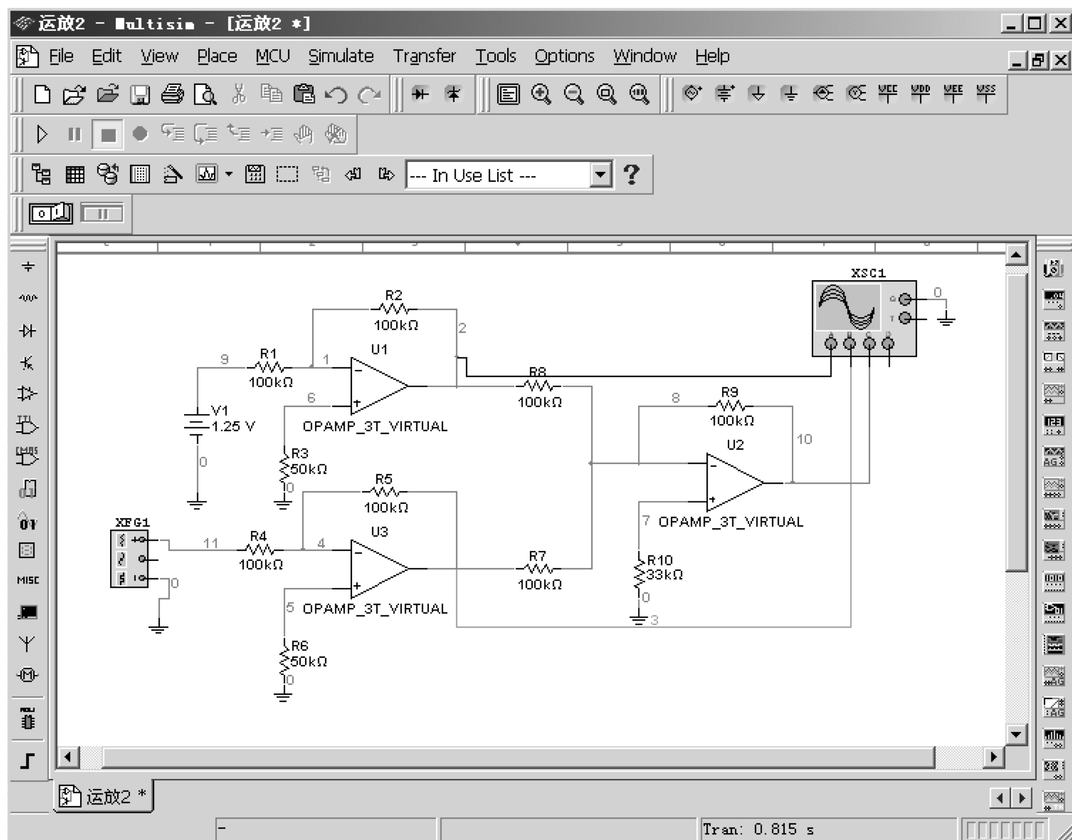


图 11-73　加法运算电路原理

观察三个运放的输出波形，如图 11-75 所示，A 通道参数对应 u_{o1}（黑色直线）、B 通道参数对应 u_{o3}（橙色正弦波）、C 通道参数对应 u_{o2}（红色正弦波）。由图 11-75 的 C 通道参数对应输出波形 u_{o2}（红色正弦波）可知加法运算的仿真结果为：输出正弦波信号的正向幅值 $V_{OP(+)}=2.498V$，负向幅值 $V_{OP(-)}=1.527mV\approx 0V$，和理论结果基本符合。

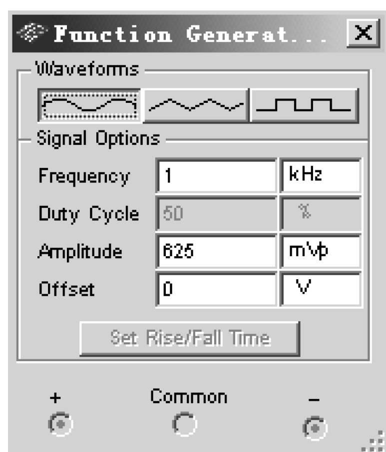


图 11-74　输入正弦信号参数

2. 仿真题目：*RC* 正弦波振荡电路的起振过程和稳幅振荡功能仿真

按图 11-76 所示原理图连接电路。图中参数 $R=10k\Omega$，$C=100nF$。

在图 11-76 中，调节电位器 R2 到达 25% 时，可观察到输出 u_o 由小到大起振过程的波形，如图 11-77 所示。观察稳幅振荡的输出波形，如图 11-78 所示。

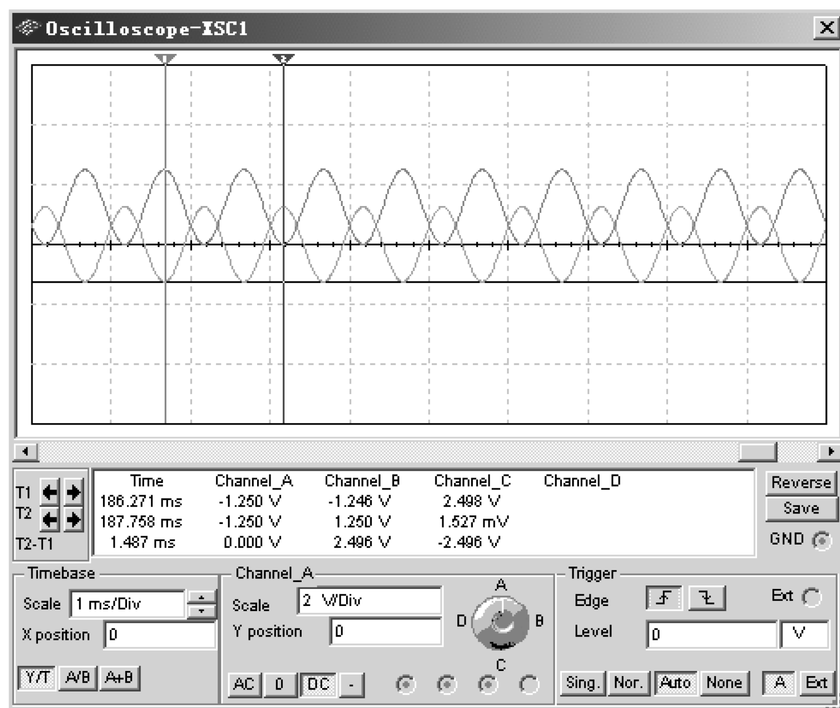


图 11-75　加法运算输出波形

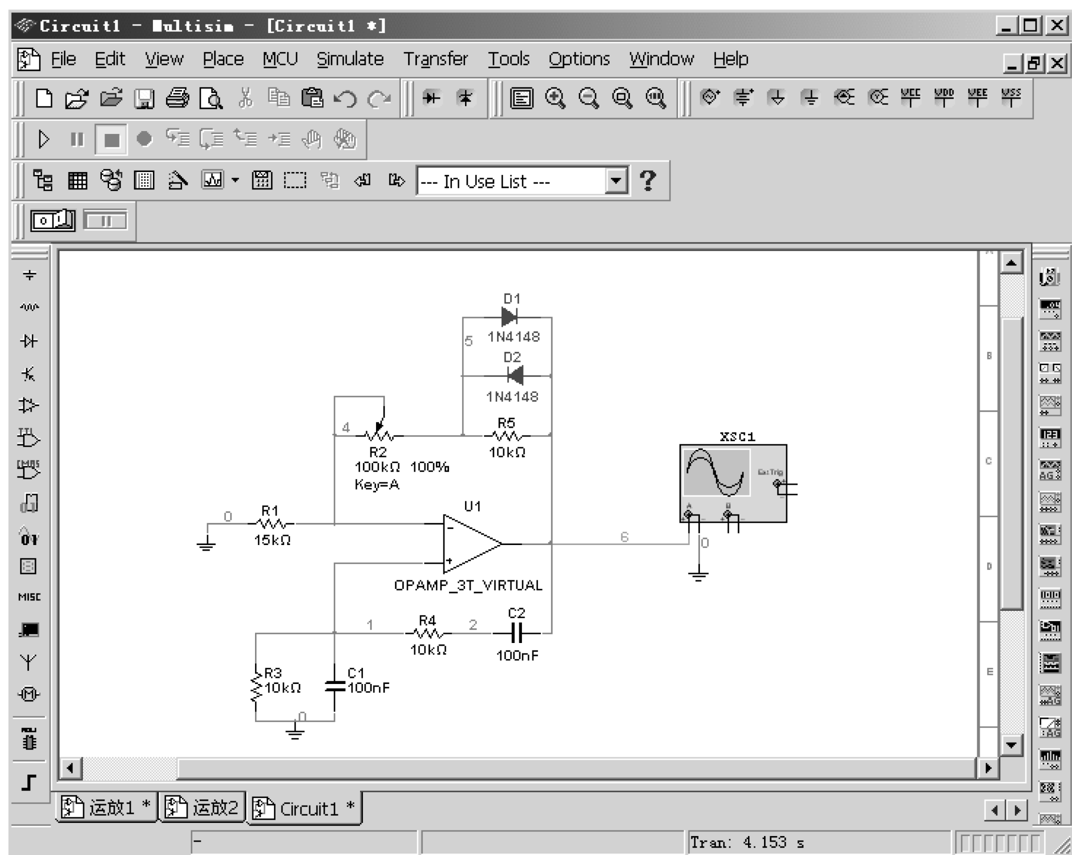


图 11-76　*RC* 正弦波振荡电路原理图

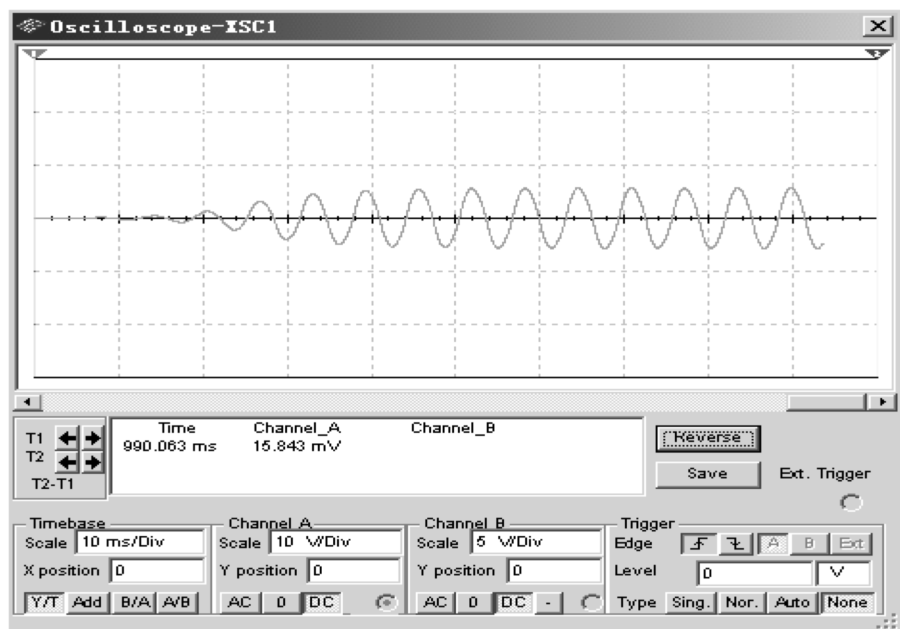


图 11-77　起振过程的波形

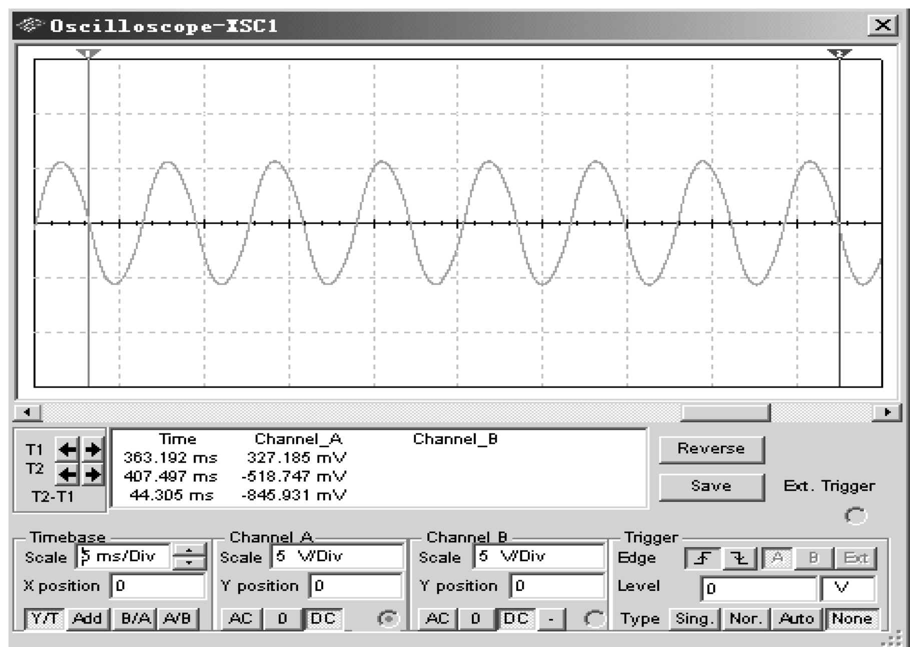


图 11-78　稳幅振荡的输出波形

由图 11-78 所示仿真结果的输出波形可求出 $7T=(407.497-363.192)\,\text{ms}=44.305\text{ms}$，所以振荡频率 $f_0=\dfrac{1}{T}=\dfrac{1}{6.33\times10^{-3}}\text{Hz}\approx158\text{Hz}$，而由 RC 桥式正弦波振荡电路的频率公式计算结果 $f_0=\dfrac{1}{2\pi RC}=\dfrac{1}{2\pi\times10\times10^{3}\times100\times10^{-9}}\text{Hz}\approx159\text{Hz}$，两者基本符合。

习　题

11-1　电路如图11-79所示，当电位器的滑动端处于上端时，电路完成什么运算？当电位器的滑动端处于下端时，电路又完成什么运算？

11-2　电路如图11-80所示，求电路的输出 u_o 和 u_i 之间的关系式。

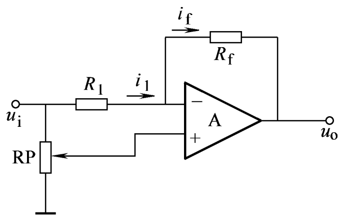


图11-79　习题11-1图

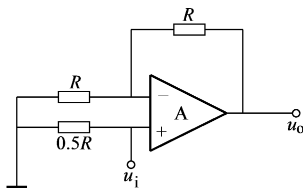


图11-80　习题11-2图

11-3　电路如图11-81所示，求该电路的输出 u_o 和 u_i 之间的关系式。

11-4　理想运放组成的电路如图11-82所示，要求：（1）指出图中两级运放之间反馈的类型和极性；（2）写出负载电流 i_L 和 u_i 之间的关系式。

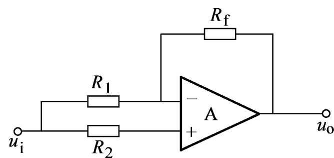


图11-81　习题11-3图

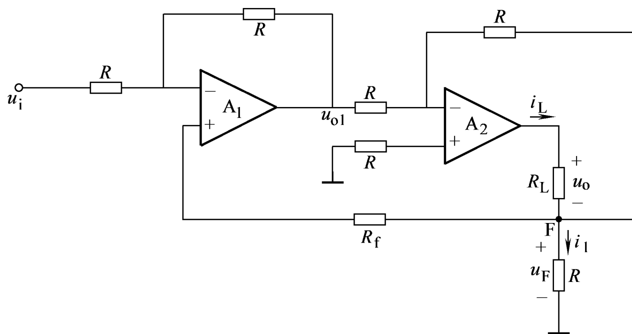


图11-82　习题11-4图

11-5　电路如图11-83所示，试判别该电路的反馈极性和反馈类型，在深度负反馈条件下近似估算闭环电压增益、输入电阻和输出电阻。已知：$R_1=10\text{k}\Omega$，$R_2=400\text{k}\Omega$，$R_3=100\text{k}\Omega$，$R_L=8\Omega$。

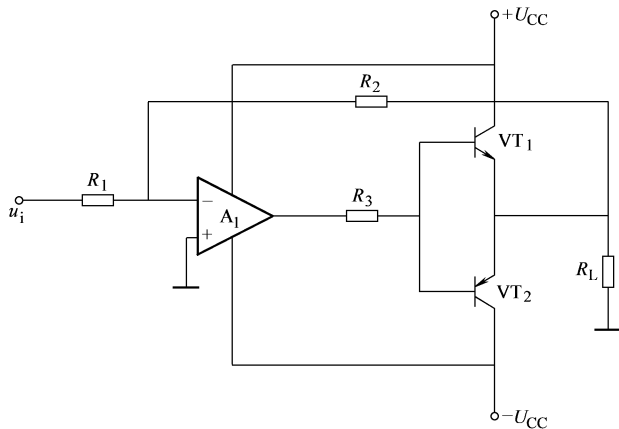


图11-83　习题11-5图

11-6　试设计电路完成 $u_o=(2u_{i1}+3u_{i2})$ 的运算，要求用两级运放实现且运放的输入电阻均大于等于 100kΩ。

11-7　写出图 11-84 所示代数求和电路的输出 u_o 和 u_i 之间的关系式。

11-8　理想运放电路如图 11-85 所示，试分别写出输出 u_{o1} 和 u_o 与输入信号的关系式。

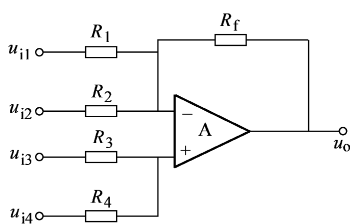


图 11-84　习题 11-7 图

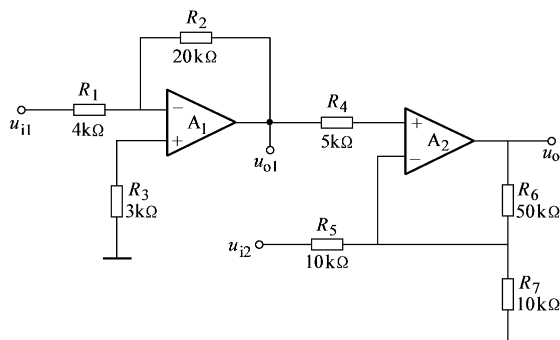


图 11-85　习题 11-8 图

11-9　电路如图 11-86a、b、c 所示，A 为理想运放，求 u_o 与 u_i 的关系。

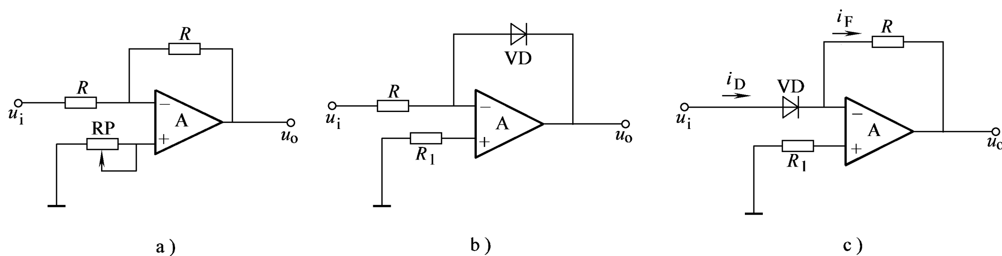


图 11-86　习题 11-9 图

11-10　由理想运放组成的电路如图 11-87 所示，试分别写出输出 u_{o1} 和 u_o 与输入信号的关系式。

11-11　理想运放组成如图 11-88 所示电路。写出 $u_o=f(u_{i1},u_{i2},u_{i3},u_{i4})$ 的关系式。

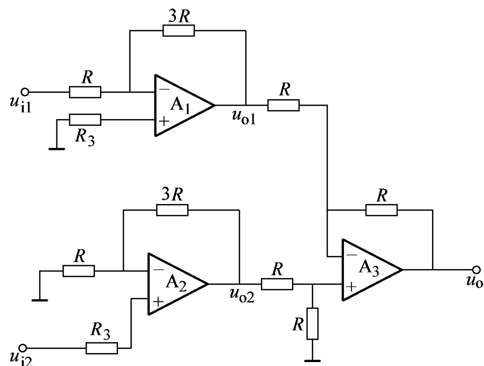


图 11-87　习题 11-10 图

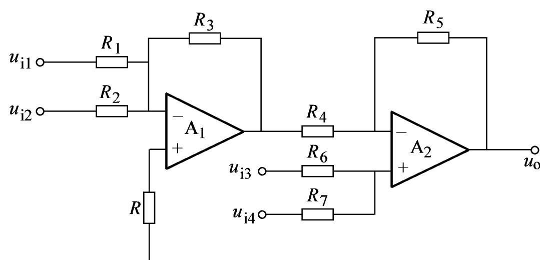


图 11-88　习题 11-11 的图

11-12　理想运放组成如图 11-89 所示电路。写出 $u_o=f(u_i)$ 的关系式。

11-13　理想运放组成如图11-90所示电路。写出 $u_o = f(u_i)$ 的关系式。

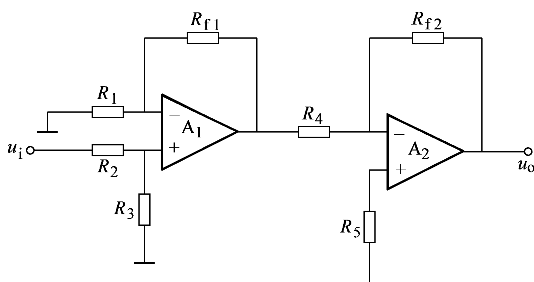


图11-89　习题11-12图

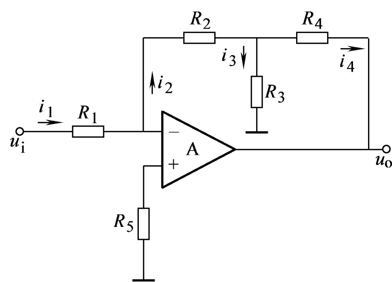


图11-90　习题11-13图

11-14　集成模拟乘法器组成如图11-91所示电路。已知乘法器 M_1、M_2 的系数 $k=0.1$，写出 $u_o = f(u_i)$ 表达式。

11-15　理想运放组成如图11-92所示电路。（1）导出 $u_o = f(u_1, u_2)$ 的函数表达式；（2）当 $R_1 = R_2 = 15\text{k}\Omega$，$R_3 = 10\text{k}\Omega$，$R_4 = 40\text{k}\Omega$，$R_5 = 120\text{k}\Omega$ 时，电路的闭环增益 $A_{uf} = \dfrac{u_o}{u_1 - u_2}$ 的值为多少？

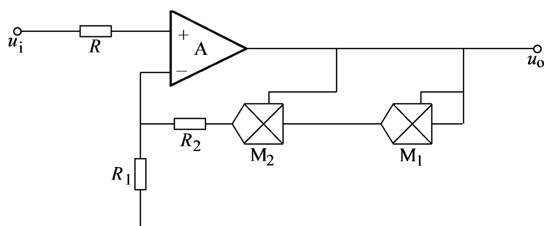


图11-91　习题11-14图

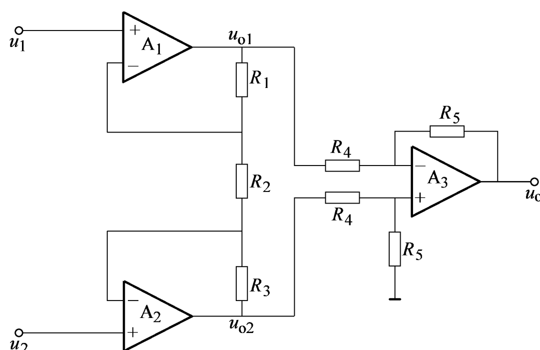


图11-92　习题11-15图

11-16　电压跟随器组成的电压—电压变换器如图11-93a、b所示。试推导出输出基准电压 U_o 的表达式并估算电压调节的范围。其中：$R_1 = 240\text{k}\Omega$，$R_2 = 1\text{k}\Omega$，$R_3 = 240\text{k}\Omega$，$R = 2.4\text{k}\Omega$，$\pm U_Z = \pm 6\text{V}$。

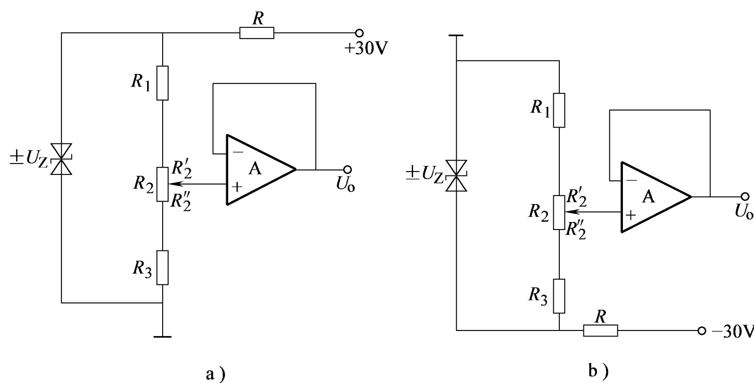


图11-93　习题11-16图

11-17　由集成运放构成的正弦波振荡电路如图 11-94 所示，电阻 $R=20\text{k}\Omega$。（1）在图中标出集成运放 A_1、A_2 的同相输入端和反相输入端；（2）电路起振和哪些参数有关？应如何选择？（3）若要求输出振荡频率为 160Hz 的正弦波，求出电容的值。

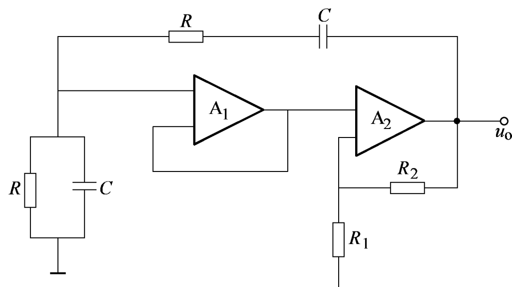


图 11-94　习题 11-17 图

11-18　某同学连接如图 11-95a 所示的 RC 串并联振荡电路，$R_1=20\text{k}\Omega$，$R_2=10\text{k}\Omega$，$C=0.1\mu\text{F}$，但电路并不振荡。（1）找出错误，并加以改正；（2）若要求振荡频率为 1kHz，确定 R 的阻值；（3）分析二极管的作用；（4）假设 $u_{o1}=8\sin\omega t\text{V}$，若要求将输出波形转换为矩形波，如图 11-95b 所示，请设计电路实现。

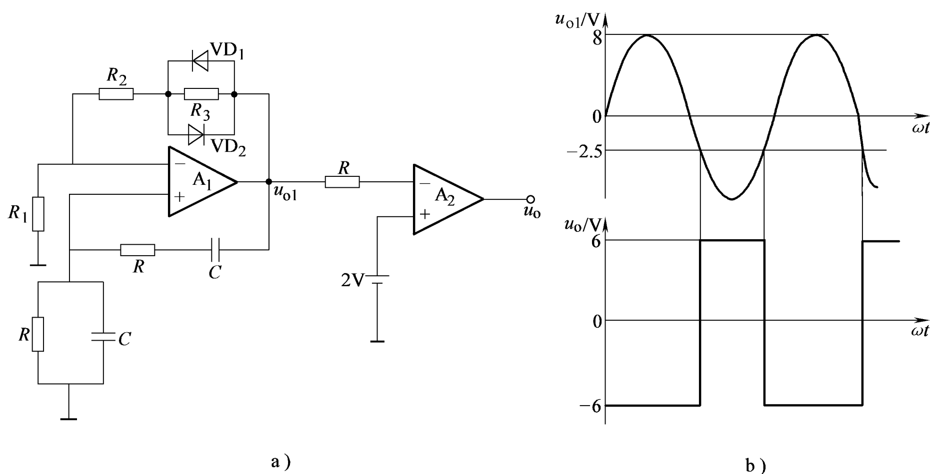


图 11-95　习题 11-18 图

11-19　在反相输入单限电压比较器电路中，输入电压 u_i 为正弦波，分别画出 $U_R>0$，$U_R<0$，$U_R=0$ 时的输出电压波形。

11-20　分析图 11-96 所示电路，并画出其电压传输特性及 u_o 相对于 u_i 的波形。集成运放 A 的输出 $U_{omax}=\pm15\text{V}$，$R_1=10\text{k}\Omega$，$R_2=20\text{k}\Omega$，$U_R=+5\text{V}$，$\pm U_Z=\pm6\text{V}$。

11-21　指出图 11-97 所示电路是何种类型的比较器，画出它的传输特性。设集成运放 $U_{OH}=12\text{V}$，$U_{OL}=-12\text{V}$，稳压管 VS 的稳压值 $U_Z=6\text{V}$，稳压管的正向导通压降 $U_D=0.7\text{V}$。

11-22　分析图 11-98 所示电路的工作原理，画出电压传输特性曲线。设 $0<U_{R1}<U_{R2}$，二极管的正向压降忽略。

11-23　集成电压比较器 LM311 组成图 11-99 所示的电路。已知 LM311 输出 $U_{OH}=5\text{V}$，$U_{OL}=0\text{V}$，其输出端并联，满足逻辑与的关系。设图中 $U_A=+5\text{V}$，$U_B=+2.5\text{V}$。分析电路的工作原理。画出电压传输特性曲线。

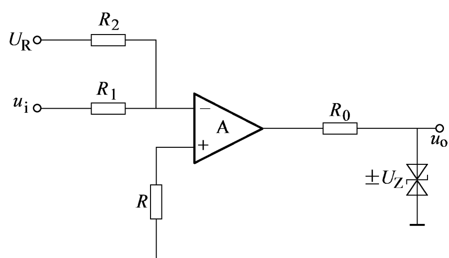


图 11-96　习题 11-20 图

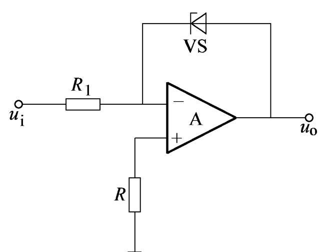


图 11-97　习题 11-21 图

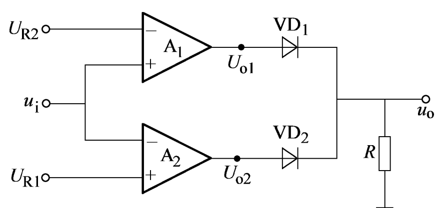


图 11-98　习题 11-22 图

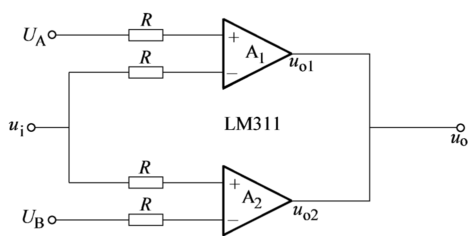


图 11-99　习题 11-23 图

第 12 章

直流稳压电源与开关电源

在工业、农业生产和科学实验中，主要采用交流电，在我国，电网提供的是 50Hz 的正弦交流电，但有很多电气设备都需要用直流电源供电，例如电解、电镀、蓄电池的充电，直流电动机等。此外，在电子线路和自动控制装置中也需要用电压非常稳定的直流电源。为了获得直流电，除了用干电池、蓄电池、直流发电机等外，比较经济适用的方法是利用电网提供的交流电经过变换，将其变成直流电。本章首先介绍如何将交流电变成直流电的直流稳压电源，然后简单介绍开关电源。

12.1　直流稳压电源

12.1.1　概述

电子电路通常都需要电压稳定的直流电源供电，从经济实用的角度出发，大多数电子设备所使用的直流电取自电网提供的交流电，直流稳压电源通常由电源变压器、整流电路、滤波电路和稳压电路四部分组成，如图 12-1 所示。图中各环节的功能如下：

1）电源变压器：将电网供给的交流电压变换为符合整流需要的电压。

2）整流电路：将变压器二次侧的交流电压变换为单向脉动电压。

3）滤波电路：将单向脉动电压变成比较平滑的直流电压。

4）稳压电路：使平滑的直流电压变成恒定的直流电压，并且当电网电压波动、负载和温度变化时，维持输出的直流电压稳定。

其中整流电路在第 9 章已经详细讲解，这里不再讲述。下面先讨论滤波电路，然后再分析直流稳压电源。

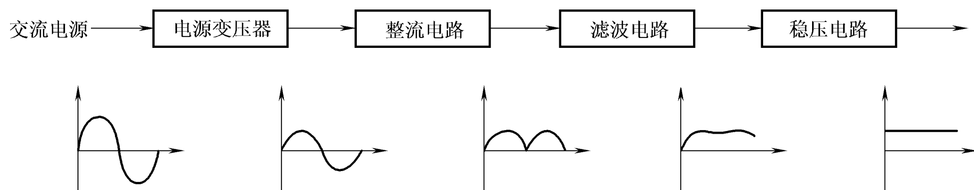


图 12-1　直流稳压电源的组成

12.1.2　滤波电路

正弦交流电经桥式整流电路整流后，输出电压的脉动仍较大，大多数电子设备都不能使用这种电压，为此，要减小输出电压的脉动程度，将脉动直流电变成较为平滑的直流电，这个过程称为滤波。电容和电感都是基本的滤波元件，与电源并联的电容在电源电压升高时把部分能量存储起来，而当电源电压降低时，把能量释放出来，从而使负载电压比较平滑；与负载串联的电感，当电源电压增加引起电流增加时，电感把能量存储起来，而当电流减小时，又把能量释放出来，从而使负载电流比较平滑。常用的滤波电路有电容滤波电路和电感滤波电路。

1. 电容滤波电路（Capacitor Filter）

图12-2为单相桥式整流电容滤波电路。工作原理为：设 $t=0$ 时电路接通电源，如果没有接电容，输出电压 u_o 的波形如图12-3虚线所示，为单向脉动波形。若接入电容后，忽略二极管的正向电阻和变压器的二次绕组的电阻，开始时，二极管 VD_1、VD_3 导通，u_2 一方面给负载供电，同时对电容 C 充电。则 u_C 随 u_2 的增大上升至最大值 $\sqrt{2}U_2$（图中01段），当 u_2 达到最大值以后开始下降，电容向负载电阻放电，电压 u_C 也开始下降，由于放电时间常数 $\tau=R_LC$ 很大，所以电容器两端电压下降的速度比 u_2 的下降速度慢很多。在这一过程中，电容器两端电压 u_C 将大于此时的 u_2。当 $u_2<u_C$ 时，四只二极管全部反向截止，电容通过 R_L 放电，负载中仍有电流，当电容器放电到2点时，u_2 的负半周又可使 VD_2、VD_4 导通，电容器又被充电，充到 u_2 的最大值后，又开始放电。如此反复进行，得到电容器两端电压即输出电压 u_o 的波形。显然，这个电压的脉动比整流后没有电容滤波时的电压脉动要小得多。

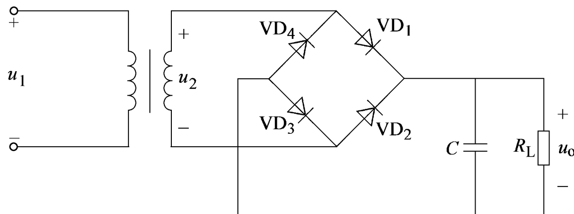


图12-2　单相桥式整流电容滤波电路

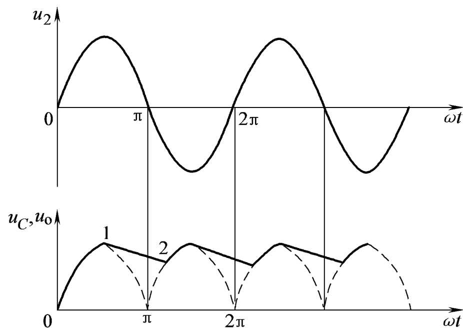


图12-3　输出电压波形

从上述分析可知，当 $R_L=\infty$，即 $\tau=\infty$ 时，负载开路，电容无放电回路，因此 $u_o=\sqrt{2}U_2$，即 $U_o=1.4U_2$；当 $C=0$，即 $\tau=0$ 时，电路不接电容，输出电压为桥式整流后的电压 $U_o=0.9U_2$。当电容 C 不为零，且电路不空载时，输出电压的脉动和大小取决于电容的放电时间常数 R_LC，R_LC 小，放电快，输出电压脉动大，输出电压低；R_LC 大，放电慢，输出电压脉动小，输出电压高。其值在上述二者之间。

工程上通常根据下式确定滤波电容的容量：

$$\tau=R_LC>(3\sim5)\frac{T}{2} \tag{12-1}$$

式中，T 为交流电的周期。

则输出电压的平均值为

$$U_{o(AV)}=(1.1\sim1.4)U_2 \tag{12-2}$$

一般按 $U_o=1.2U_2$ 估算。

桥式整流电容滤波电路中流过负载的电流为

$$I_o=1.2\frac{U_2}{R_L} \tag{12-3}$$

而流过二极管的平均电流是负载电流的一半，即

$$I_D=\frac{1}{2}I_o=0.6\frac{U_2}{R_L} \tag{12-4}$$

与没有滤波电容时相比，输出的直流电压增加了，而二极管的导通时间比没有滤波电容时缩短了不少。因此，二极管导通时会出现一个比较大的冲击电流，放电时间常数越大，二极管导通的时间就越短，冲击电流就越大。在接通电源的瞬间，由于电容电压为零，将有更大的冲击电流流过二极管。因此，在选用二极管时，其额定整流电流应留有充分的裕量，一般采用硅管，它比锗管更经得起电流的冲击。

电容滤波电路的优点是：结构简单，输出电压较高，纹波较小。它的缺点有两条：一是负载 R_L 变化时，电容放电的时间常数也变化，输出电压随之变化；二是由于电容 C 的限制，为取得较平滑的输出电压，R_L 应取较大的值，这样，负载电流 $I_o=U_o/R_L$ 就较小。因此，电容滤波电路适用于负载电流较小、负载变化不大的场合。

例 12-1　某桥式整流电容滤波电路如图 12-2 所示。交流电源频率为 50Hz，输出直流电压为 30V，负载电阻 $R_L=120\Omega$，试估算变压器二次电压 U_2，选择整流二极管及滤波电容的大小。

解：（1）根据式（12-2），取 $U_o=1.2U_2$，变压器二次电压的有效值为

$$U_2=\frac{U_o}{1.2}=\frac{30}{1.2}\text{V}=25\text{V}$$

（2）选择整流二极管

流过整流二极管的电流为

$$I_D=\frac{1}{2}I_o=\frac{U_o}{2R_L}=\frac{30}{2\times120}\text{A}=0.125\text{A}$$

整流二极管承受的最高反向电压为

$$U_{RM}=\sqrt{2}U_2\approx35\text{V}$$

因此，可以选用 2CP21 型二极管（最大整流电流为 300mA，最大反向工作电压为 100V）。

（3）选择滤波电容

根据式（12-1），取 $\tau=2.5T$，则

$$C=\frac{2.5T}{R_L}=\frac{2.5\times20\times10^{-3}}{120}\text{F}=417\mu\text{F}$$

选取 $C=417\mu\text{F}$，耐压 50V 的电解电容。

2. 电感滤波电路（Inductance Filter）

在桥式整流电路和负载之间串入一个电感 L，就构成一个简单的电感滤波电路，如图 12-4 所示。当通过电感线圈的电流发生变化时，线圈要产生感应电动势阻碍电流的变化，

从而使负载电流的脉动大大减小，负载电压 u_o 的脉动也随之减小。脉动电流的频率越高，滤波效果越好。

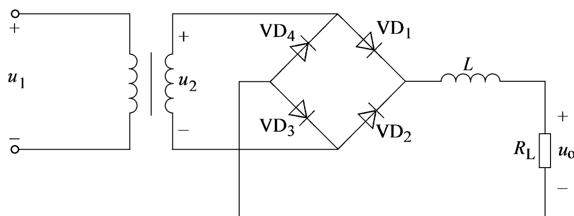


图 12-4　电感滤波电路

从信号角度分析，桥式整流电路的输出电压和电流都是正弦半波，可将它们按傅里叶级数分解为直流分量和交流分量的叠加，如忽略电感线圈的直流电阻，则电感对直流分量相当于短路，电压的直流分量全部在负载 R_L 上，负载上的直流电压为 $U_o = 0.9U_2$；对交流分量，L 越大，ω 越大，感抗就越大，电压的交流分量在电感上的分压就越大，R_L 上的交流分量就越小。另外，R_L 越小，R_L 上的交流分量也就越小，滤波效果就越好。电感滤波的特点是整流二极管导通角较大，峰值电流较小，输出特性较平坦。其缺点是由于铁心的存在，体积大且笨重，还易引起电磁干扰。因此，电感滤波电路适用于负载电阻较小、负载电流较大而且变化大的场合。

3. π 形滤波电路

为了进一步滤除纹波，可以采用图 12-5 所示的 π 形滤波电路。

RC π 形滤波电路如图 12-5a 所示。图中电容 C_1 的滤波作用已在电容滤波电路的分析中讨论过了。C_1 两端的电压中仍然包含一定的交流分量（纹波）。利用 R 和 C_2 组成的低通电路，使 C_1 两端的电压中的大部分交流分量降落在电阻 R 两端，而电容 C_2 两端的交流分量较小，从而起到了滤波作用。R 越大，滤波效果越好。但是，R 太大，将使 R 两端直流压降增大，所以适用于负载电流较小的场合。如果负载电流较大时，可用电感 L 代替电阻 R 组成如图 12-5b 所示的 *LC* π 形滤波电路。由于电感 L 易于让直流通过，而对交流具有较大的电抗，所以可更有效地起滤波作用。

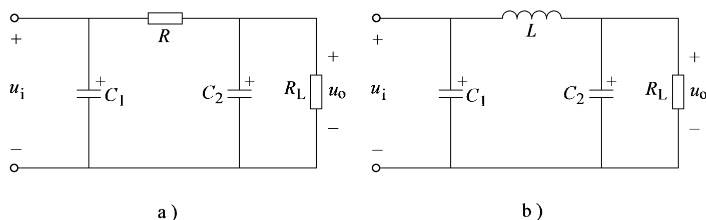


图 12-5　π 形滤波电路

a）*RC* π 形滤波电路　b）*LC* π 形滤波电路

12.1.3　稳压电路

交流电经整流和滤波后，输出电压中仍有较小的脉动，并且会随电网电压的波动和负载的变化而变化，为了得到稳定的直流电压，必须在整流和滤波电路之后增加稳压环节。下面介绍两种常用的稳压电路。

1. 稳压管稳压电路

由稳压管和限流电阻构成简单的稳压管稳压电路，如图 12-6 所示。这里，限流电阻 R 是稳压电路不可缺少的组成元件。当输入电压有波动或负载电流变化时，通过调节 R 上的压降来保持输出电压基本不变。

设 R_L 不变，若 U_i 增大，则 $U_o=U_Z$ 也将增大，U_Z 增大，使 I_Z 急剧增大，流过电阻的电流 $I_R=I_Z+I_o$ 及电阻上的压降 U_R 也随之急剧增大，从而使 $U_o=U_i-U_R$ 保持基本不变。此过程可表示为

$$U_i\uparrow\rightarrow U_o(U_Z)\uparrow\rightarrow I_Z\uparrow\rightarrow I_R\uparrow\rightarrow U_R\uparrow\rightarrow U_o\downarrow$$

若 U_i 减小，上述变化过程刚好相反，结果同样是 U_o 保持基本不变。

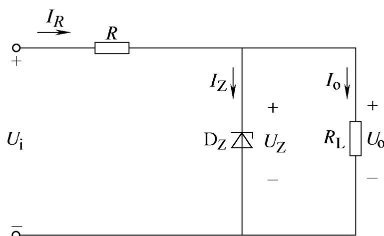


图 12-6　稳压管稳压电路

设 U_i 不变，R_L 变小，则 I_o 增大，$I_R=I_Z+I_o$ 及 U_R 随之增大，$U_o=U_i-U_R=U_Z$ 相应减小，从而使 I_Z 急剧减小，因而 $I_R=I_Z+I_o$ 及电阻上的压降保持基本不变，从而使 $U_o=U_i-U_R$ 保持基本不变。此过程可表示为

$$R_L\downarrow\rightarrow I_o\uparrow\rightarrow I_R\uparrow\rightarrow U_R\uparrow\rightarrow U_o(U_Z)\downarrow\rightarrow I_Z\downarrow\rightarrow I_R\downarrow$$

若 R_L 增大，上述变化过程相反，结果同样是 U_o 保持基本不变。

从上述分析中可清楚地看到，限流电阻 R 在稳压管稳压电路中是必不可少的元件，为保证稳压电路可靠地工作，必须适当选择 R 的阻值。

选择稳压管时，一般取

$$\left.\begin{aligned}&U_Z=U_o\\&I_{ZM}=(1.5\sim5)I_{oM}\\&U_i=(2\sim3)U_o\end{aligned}\right\}\tag{12-5}$$

例 12-2　在图 12-6 所示的稳压管稳压电路中，已知负载电阻 R_L 由开路变至 2kΩ，交流电压经整流滤波后得到 $U_i=30\text{V}$。今要求输出直流电压 $U_o=10\text{V}$，试选择合适的稳压管。

解： 当 $R_L=2\text{k}\Omega$ 时

$$I_{oM}=\frac{U_o}{R_L}=\frac{10}{2\times10^3}\text{A}=5\times10^{-3}\text{A}=5\text{mA}$$

应选用 2CW59，其参数为

$$U_Z=(10\sim11.8)\text{V},\ I_{ZM}=20\text{mA}$$

例 12-3　稳压电路如图 12-7 所示，已知 $u_i=28.2\sin\omega t$ (V)，稳压管 D_Z 的稳定电压 $U_Z=6\text{V}$，$R_L=2\text{k}\Omega$，$R=1.2\text{k}\Omega$。试求：(1) S_1 断开，S_2 合上时的 I_o、I_R、I_Z；(2) S_1 和 S_2 均合上时的 I_o、I_R、I_Z，并说明 $R=0$ 和 D_Z 反接两种情况下电路能否起稳压作用。

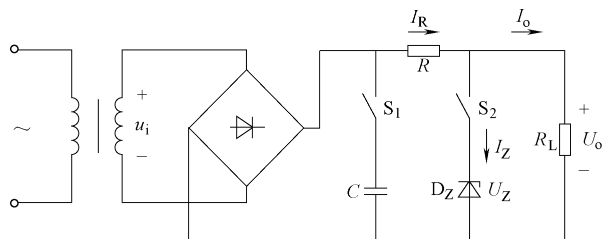


图 12-7　例 12-3 图

解：(1) S_1 断开，S_2 合上，无滤波，整流输出

$$U_1=0.9U_i=0.9\times20\text{V}=18\text{V}$$

$$I_R=\frac{U_1-U_Z}{R}=\frac{18-6}{1.2}\text{mA}=10\text{mA}$$

$$I_o=\frac{U_Z}{R_L}=\frac{6}{2}\text{mA}=3\text{mA}$$

$$I_Z=I_R-I_o=(10-3)\text{mA}=7\text{mA}$$

（2）S_1 和 S_2 均合上，是整流、滤波和稳压电路

$$U_1=1.2U_i=1.2\times20\text{V}=24\text{V}$$

$$I_R=\frac{U_1-U_Z}{R}=\frac{24-6}{1.2}\text{mA}=15\text{mA}$$

$$I_o=\frac{U_Z}{R_L}=\frac{6}{2}\text{mA}=3\text{mA}$$

$$I_Z=I_R-I_o=(15-3)\text{mA}=12\text{mA}$$

在 $R=0$ 和 D_Z 反接两种情况下电路不能起稳压作用。

2. 串联型稳压电路（Series Voltage Regulator）

稳压管稳压电路结构简单，但受稳压管最大电流限制，又不能任意调节输出电压，所以只适用于输出电压不需调节、负载电流小、要求不高的场合。为了克服稳压管稳压电路的这些缺陷，多采用串联型稳压电路，这也是集成稳压器的基础。

为了扩大运算放大器输出电流的变化范围，将它的输出端（输出电压为 U_B）接到大电流晶体管 VT 的基极，而从发射极输出，就变成串联型稳压电路，如图 12-8 所示。图中，由稳压管和限流电阻 R 组成的并联稳压电路称为基准环节，它获得基准电压 U_{REF}；由 R_1 和 R_2 组成的反馈网络称为采样环节，它将输出电压的变化样本提取出来，获得反馈电压 U_F；运算放大器 A 称为比较放大环节，它将反馈电压与基准电压之差放大后获得控制电压 U_B；晶体管 VT 组成的射极输出器称为调节环节，它接受比较放大环节所产生的控制电压 U_B 的控制，系统构成负反馈，从而实现对输出电压的调整。由于调整环节与负载电阻串联，故称之为串联稳压电路，其稳压工作原理如下所述。

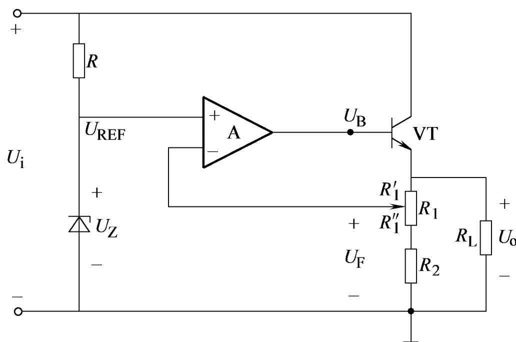


图 12-8　串联型稳压电路

$$U_{REF}\approx U_F=\frac{R_1''+R_2}{R_1+R_2}U_o$$

设由于电源电压升高或负载电阻增加而使输出电压 U_o 升高时，U_F 也就升高，而基准电压 U_{REF} 与反馈电压 U_F 的差值就会相应地减小，经误差放大器放大后的控制电压 U_B 随着减小。由于调整管 VT 构成一个射极输出器，因此 U_{CE} 增大，使输出电压 U_o 减小，从而维持输出电压基本不变。其稳压过程如下：

$$U_o\uparrow\rightarrow U_F\uparrow\rightarrow U_B\downarrow\rightarrow I_C\downarrow\rightarrow U_{CE}\uparrow$$
$$U_o\downarrow\leftarrow\!\!-\!\!\rfloor$$

同理，电源电压降低或负载电阻减小引起输出电压 U_o 下降时，其稳压过程相反。

这个自动调整过程实质上是一负反馈过程，反馈电压 U_F 取样于输出电压 U_o，U_F 和基准电压 U_{REF} 又分别加在运放的两个输入端，可见图中引入的是串联电压负反馈，故称为串联型稳压电路。

改变电位器就可调节输出电压。根据同相比例运算电路可知

$$U_o \approx U_B = \left(1 + \frac{R_1'}{R_1'' + R_2}\right) U_{REF} \tag{12-6}$$

当 R_1 的滑动端在最上端位置时，可得输出电压最小值

$$U_{omin} = U_{REF} \tag{12-7}$$

当 R_1 的滑动端在最下端位置时，可得输出电压最大值

$$U_{omax} = \frac{R_1 + R_2}{R_2} U_{REF} \tag{12-8}$$

3. 集成三端稳压器

随着半导体集成技术的进步，从 20 世纪 70 年代以来，集成稳压器得到迅速发展。集成稳压器与分立元件组成的稳压器相比，具有体积小、精度高、可靠性好、使用灵活、价格低廉等优点，适合在各种电子设备中作为电压稳压器。特别是三端集成稳压器，只有三个端子，分别接输入端、输出端和公共端，基本上不需要外接元件，而且内部有限流保护、过热保护和过电压保护电路，使用方便、安全。

集成三端稳压器分固定输出和可调输出两大类。常用的固定输出稳压器有 78 × × 和 79 × × 两个系列，型号后面两位数字表示输出电压的标称值。78 系列输出固定的正电压，79 系列输出固定的负电压，分 5V、6V、9V、12V、15V、18V、24V 等多种，例如，7805 表示输出电压值为 +5V，7912 表示输出电压值为 −12V。最大输出电流分 1.5A、0.5A、0.1A 三档，78 系列的最大输出电流为 1.5A，78M 系列的最大输出电流为 0.5A，78L 系列的最大输出电流为 0.1A，使用时可根据所需的输出电压和输出电流选用适当的规格。

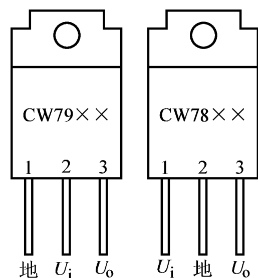


图 12-9　塑封直插式三端稳压器的引脚

集成三端稳压器的外形、引脚和接线图如图 12-9 所示，其内部电路也是串联型稳压电路。使用时只需在其输入端和输出端与公共端之间各并联一个电容即可。C_i 用以抵消输入端较长接线的电感效应，防止产生自激振荡。C_o 是为了瞬时增减负载电流时不至引起输出电压有较大的波动。使用时要特别注意，78 × × 系列和 79 × × 系列的引脚接法不同，如果连接不正确，极易损坏稳压器芯片。

实际应用中，如果需要同时输出正、负电压时，可用 78 × × 和 79 × × 系列的集成稳压器组成如图 12-10 所示的具有正、负对称输出的稳压电路。

当所需要的输出电压高于稳压器的标称输出电压时，可采用图 12-11a 所示的输出电压扩展电路。由公共端流出的电流 I_Q 是稳压器的静态工作电流，一般约为几毫安。设稳压器的标称输出电压为 $U_{××}$，则稳压电路的输出电压为

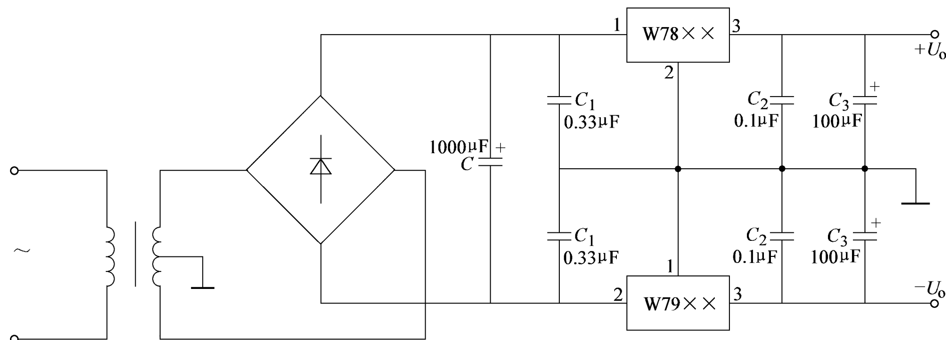


图 12-10　输出正、负电压的稳压电路

$$U_o = \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right)U_{××} + I_Q R_2 \tag{12-9}$$

由于 I_Q 比较小，当 R_1、R_2 的阻值不是很大时，U_o 可近似表示为

$$U_o \approx \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right)U_{××} \tag{12-10}$$

当所需要的输出电流大于稳压器的标称输出电流时，可采用图 12-11b 所示的输出电流扩展电路。图中 VT 为扩流晶体管。设稳压器的标称输出电流为 $I_{××}$，输出总电流为

$$I_o = I_c + I_{××} \tag{12-11}$$

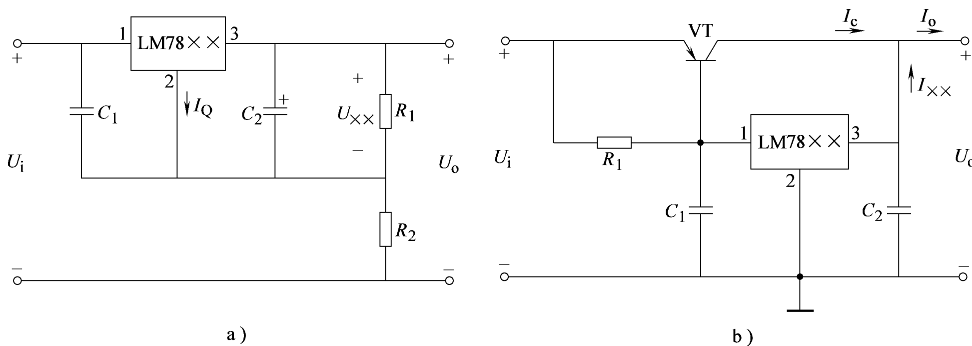


图 12-11　固定式集成三端稳压器的输出扩展电路

a）输出电压扩展电路　b）输出电流扩展电路

练习与思考题

12-1-1　在桥式整流电容滤波电路中，如果 C 断路，负载直流电压有无变化？变化了约百分之多少？如果 C 短路，后果如何？

12-1-2　为什么稳压管的动态电阻越小，则稳压越好？

12-1-3　输出电压为 12V 的三端集成稳压器，其输入电压范围一般为多少伏？若电源电压为 220V，采用桥式整流、电容滤波电路，不考虑变压器及二极管上的压降损耗，变压器的电压比应为多少？

12-1-4　试说明电感滤波电路和电容滤波电路的区别。

12.2　开关电源

12.2.1　概述

分立元件组成的串联型直流稳压电路和集成稳压器的输出电压稳定度高，输出电压可调，线路简单，工作可靠，所以得到了广泛的应用。但在稳压过程中，晶体管工作在放大状态，管压降大，消耗的电源能量大，有时需要在晶体管上安装散热器，导致电源的体积和重量增大，比较笨重。特别是当电网电压升高时，其高出的整流电压必须全部降在晶体管的集电极和发射极上，这时消耗的能量会更多。综上所述，串联型稳压电路的效率低，最高也只能达到 50% 左右。

开关型稳压电源能克服串联型稳压电路的缺点。在开关型稳压电路中，其开关管工作在开关状态，管子在截止和饱和两种状态下交替工作。由晶体管的原理可知，当晶体管工作在截止状态时，虽然管子的压降大，但流过管子的电流几乎为零；当管子工作在饱和状态时，流过管子的电流大，但管压降近似为零。所以当调整晶体管工作在开关状态时，本身的功耗极低，在输出功率相同的情况下，开关型稳压电源比串联型稳压电源的效率高，一般可达到 60%~90%，有些甚至可以达到 97%。由于其自身消耗小，有时连散热片都不用。再有开关电源一般都没有笨重的工频变压器，这些都大大降低了它的重量和体积。而且它对电网的要求也不高，在较宽的变化范围内均可正常工作。由于开关型稳压电路的突出优点，使其在计算机、电视机、通信设备和空间技术等领域得到了越来越广泛的应用。

开关型稳压电源的分类方法多种多样。按不同的控制方式分，有脉冲宽度调制型（PWM），即开关频率保持不变，控制导通脉冲的宽度；脉冲频率调制型（PFM），即开关导通的时间保持不变，控制开关的工作频率；以及混合调制型，即脉冲宽度和开关工作频率都发生变化。按不同的激励方式分，有自励式与他励式开关稳压电源。按负载与储能电感的连接方式分，有串联型与并联型开关稳压电源。

开关电源的主要电路是由输入电磁干扰滤波器（EMI）、整流滤波电路、功率变换电路、脉宽调制（PWM）控制器电路、输出整流滤波电路组成。辅助电路有输入过、欠电压保护电路、输出过、欠电压保护电路、输出过电流保护电路、输出短路保护电路和功率因数校正电路（PFC）等。

开关电源的电路组成框图如图 12-12 所示。

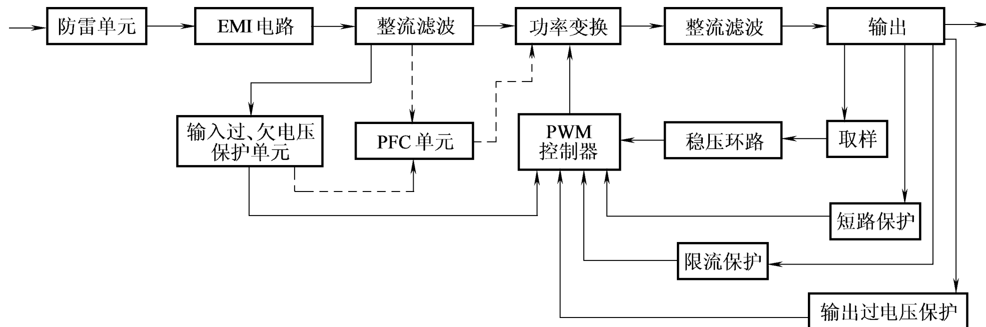


图 12-12　开关电源的电路组成框图

12.2.2　举例说明

图 12-13 所示的是一个串联型开关稳压电源，此电源广泛用于彩色电视机的电源中。下面介绍其工作原理：

1. 振荡过程

220V 的电网电压经桥式整流、电容滤波后，在电容 C_1 上得到 300V 的脉动直流电压，此电压一路经开关变压器 T 的 P_1-P_2 绕组加到开关管 VT_1 的集电极上，一路经启动电阻 R_1 加到 VT_1 的基极，使开关管导通，P_1-P_2 绕组内有电流流过，由于开关变压器的耦合作用，在开关变压器的 F_2-F_3 绕组中，会产生感生电压，此感生电压经 C_2、R_2 也加到了 VT_1 的基极，由于是正反馈，所以 VT_1 迅速的由导通状态进入饱和状态。随着开关管基极正反馈支路上电容 C_2 的充电，开关管基极电流逐渐减小，开关管退出饱和状态，F_2-F_3 绕组产生反向感生电压，在正反馈支路的作用下，VT_1 迅速进入截止状态。开关管截止时，电容 C_2 放电，放电通路为 C_2→F_2-F_3 绕组→VD_1→R_2→C_2。

在 C_2 放电到一定程度，开关管又在启动电阻的作用下，开始新的振荡周期。开关电源的振荡频率由 C_2 支路的充放电时间常数确定。VT_1 的导通时间越长，开关电源的输出电压就越高。反之，输出电压就越低。

二极管 VD_2 为续流二极管，它在 VT_1 截止期间导通，为开关变压器储存的能量向负载释放提供通路，其通路为：开关变压器 T 的 F_3 端→负载→地→VD_2→F_1 端。

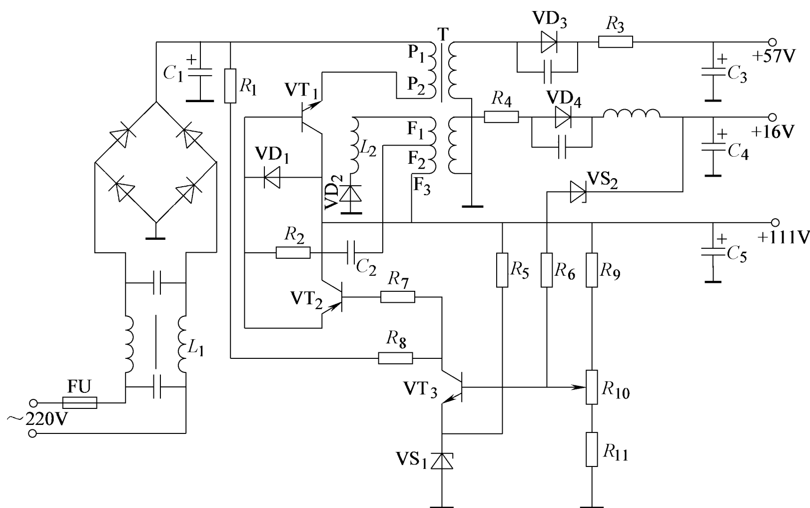


图 12-13　开关电源举例

2. 稳压过程

稳压控制主要由 VT_2、VT_3 等器件来完成，控制的原理是根据输出电压的变化，改变 VT_2 的内阻，从而改变 C_2 的充放电时间常数，进而改变开关管 VT_1 的导通周期，达到稳压的目的。当输出电压升高时，取样电压也会升高，即 VT_3 的基极电压升高，由于 VT_3 的发射极电压被稳压管稳压，因此 VT_3 的导通程度增强，VT_3 的集电极电压下降，VT_2 的导通程度也增强，VT_2 的内阻减小，对 VT_1 的基极分流作用增大，开关管 VT_1 提前截止，其导通

时间变短，输出电压下降。

C_3、C_4、C_5 是对输出的脉动直流电压滤波，以得到较为平滑的直流电压。

从图 12-13 可看出，开关电源与串联式稳压电路相比，没有笨重的工频变压器，而加了开关变压器 T 。这样做的目的是，能产生设备工作时所需的多路直流电源。因此开关电源的突出优点是，效率高，体积小。但由于仅靠电容滤波以得到直流电压，所以开关电源的输出纹波较大，而且开关管不断在饱和导通和截止之间转换，会对电路造成一定的辐射，电路较串联式稳压电路相比，电路复杂，成本高。随着大规模集成电路的日臻完善，将大大提高开关电源的性能，降低成本。

目前开关电源已在电视机、微机电源、通信与航天设备中得到广泛的应用。

习　题

12-1　在图 12-14 所示的整流滤波电路中，已知 $U_2=20V$，现用直流电压表测得 A、B 两点间的电压为：（1）$U_o=28V$；（2）$U_o=24V$；（3）$U_o=18V$；（4）$U_o=9V$。试指出哪些情况下电路工作正常，哪些情况下电路出了故障，指出故障原因。

12-2　指出图 12-15 中错误，并在原图基础上修正。

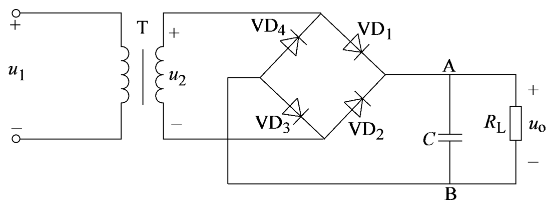


图 12-14　习题 12-1 图

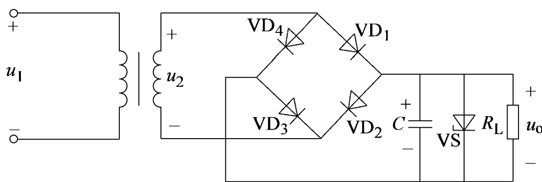


图 12-15　习题 12-2 图

12-3　在具有 RC π 形滤波器的整流电路中，已知变压器二次电压 $U_2=6V$，今要求负载电压 $U_o=6V$，负载电流 $I_o=100mA$，试计算滤波电阻 R。

12-4　图 12-16 所示为稳压管稳压电路。当稳压管的电流 I_Z 所示的变化范围为 5 ~ 40mA 时。问 R_L 的变化范围为多少？

12-5　设计一个桥式整流电容滤波电路，要求输出电压 $U_o=20V$，输出电流 $I_o=200mA$。交流电源电压为 220V、50Hz。

12-6　某直流稳压电源，负载电压 $U_o=30V$，电流 $I_o=150mA$，拟采用单相桥式整流、滤波电路供电，已知交流电源的频率为 50Hz。试求滤波电路的滤波电容 C。

12-7　串联型晶体管稳压电路，设稳压管工作电压 $U_Z=6V$，采样单元中 $R_1=R_2=RP$，估算稳压电路输出电压 U_o 的调节范围。

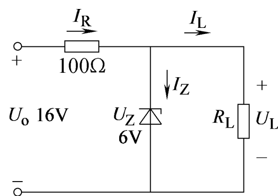


图 12-16　习题 12-4 图

12-8　如图 12-17 所示电路，已知：$R_L=500\Omega$，变压器二次电压 u_2 的有效值为 $U_2=20V$。求：（1）输出电压平均值 U_o 和输出电流平均值 I_o；（2）每个二极管流过的电流 I_D 及它承受的反向电压最大值 U_{DRM}。

12-9　稳压管稳压电路中，已知，$U_i=30V$，电网电压波动使 U_i 波动 ±10%，要求输出电压 $U_o=12V$，负载电流 $I_o=0\sim6mA$，试求：（1）选择稳压管型号及限流电阻；（2）计算电路的稳压系数和内阻。

12-10　图 12-18 所示电路为扩展输出电压的简易电路，试写出输出电压的表达式。

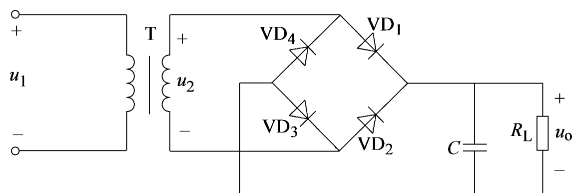


图 12-17　习题 12-8 图

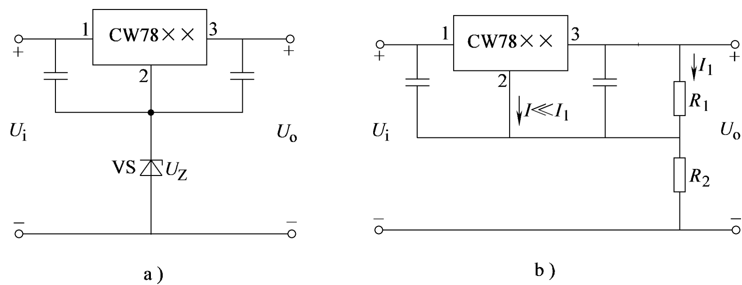


图 12-18　习题 12-10 图

第 13 章

数字电路基础

从信号处理的性质上看，现代电子电路可以分为模拟电路和数字电路。本章讨论数字电路。数字电路是用数字信号完成对数字量进行算术运算和逻辑运算的电路。数字电路又包括数字脉冲电路和数字逻辑电路。前者研究脉冲的产生、变换和测量；后者对数字信号进行算术运算和逻辑运算。本书主要介绍数字逻辑电路。数字逻辑电路按照功能分为组合逻辑电路和时序逻辑电路两大类。组合逻辑电路是“无记忆”电路，它的输出只由电路当前的输入决定，基本构成单元是单元门电路，常用的集成电路有加法器、编码器、译码器、数值比较器和数据选择器等；而时序逻辑电路是“有记忆”电路，它的输出不仅由电路当前的输入决定，还与电路过去的状态有关，基本组成单元为触发器，常用的集成电路有寄存器和计数器。数字电路的学习任务就是学会使用各种单元电路和芯片来分析和设计这两类电路。

13.1　数字电路概述

13.1.1　模拟电路和数字电路

1. 模拟信号和数字信号

电子电路中的信号分为两类：模拟信号和数字信号。模拟信号是指在时间上和数值上都连续变化的信号，如温度、声音和速度信号的变化等。处理模拟信号的电路叫模拟电路（Analog Circuit）。数字信号是指在时间上和数值上都离散的信号，其表现形式是一系列高低电平组成的脉冲波，如工厂的计件信号、计算机处理的数据信号等。处理数字信号的电路叫数字电路（Digital Circuit）。

模拟电路和数字电路有以下区别：

1）处理对象不同。模拟电路处理的对象是模拟信号,数字电路是对数字信号进行运算。

2）工作任务不同。模拟电路研究的是输出与输入信号之间的大小、相位、失真等方面的关系；数字电路主要研究的是输出与输入间的逻辑关系（因果关系）。

3）晶体管的工作状态不同。模拟电路中的晶体管工作在线性放大区，是一个放大元件；数字电路中的晶体管工作在饱和或截止状态，起开关作用。

4）研究方法和使用的数学工具不同。模拟电路使用公式估算、微变等效电路、图解等

方法研究信号；数字电路通过状态方程、真值表、逻辑转换图、时序图等方法研究信号之间的逻辑关系。

5）工作条件不同。模拟电路可以在大电流、高电压下工作，而数字电路只是在小电压、小电流、低功耗下工作，完成逻辑运算或产生稳定的控制信号。

2. 数字电路的特点

1）同时具有算术运算和逻辑运算功能。数字电路是以二进制逻辑代数为数学基础的。数字电路使用二进制数字信号，既能进行算术运算又能方便地进行逻辑运算（与、或、非、判断、比较、处理等），因此极其适合于运算、比较、存储、传输、控制、决策等应用。

2）实现简单，系统可靠。以二进制作为基础的数字逻辑电路，简单可靠，准确性高。

3）集成度高，功能实现容易。集成度高、体积小、功耗低是数字电路突出的优点之一。电路的设计、维修、维护灵活方便。随着集成电路技术的高速发展，数字逻辑电路的集成度越来越高，集成电路的功能随着小规模集成电路（Small Scale Integration，SSI）、中规模集成电路（Medium Scale Integration，MSI）、大规模集成电路（Large Scale Integration，LSI）、超大规模集成电路（Very Large Scale Integration，VLSI）、特大规模集成电路（Ultra Large Scale Integration，ULSI）的发展也从元件级、器件级、部件级、板卡级上升到系统级。电路的设计组成只需采用一些标准的集成电路单元连接即可。对于非标准的特殊电路还可以使用可编程逻辑阵列电路，通过编程的方法实现任意的逻辑功能。

13.1.2　数字电路分类

1）按功能分为组合逻辑电路和时序逻辑电路两大类。

2）按结构工艺分为 TTL 电路和 CMOS 电路。

3）根据集成电路的规模大小分为小规模集成电路（SSI）、中规模集成电路（MSI）、大规模集成电路（LSI）、超大规模集成电路（VLSI）和特大规模集成电路（ULSI）。

13.1.3　正逻辑和负逻辑

一般使用高低电平来表示不同的逻辑状态，有正逻辑和负逻辑两种表示方法。正逻辑是指用高电平表示逻辑 1，用低电平表示逻辑 0，负逻辑刚好相反，是用低电平表示逻辑 1，用高电平表示逻辑 0。今后除非特别说明，本书采用正逻辑。

练习与思考题

13-1-1　数字电路的特点是什么？

13-1-2　模拟信号与数字信号的联系与区别是什么？

13-1-3　什么是正逻辑和负逻辑？

13.2　数字电路中的数制与码制

数字电路也叫逻辑电路，描述的是不同变量之间的逻辑关系。数字电路中的数制与码制与日常生活中常用的十进制不同，数字电路常使用二进制。由于数字电路中的数据和信息都是用代码来表示的，因此本节介绍数字电路中使用的数制（Number System）和码制。

13.2.1　数制

数制也称进位计数制，是人们按照进位的方法对数量进行计数的一种统计规律。在日常生活中，常用的数制是十进制，也就是逢十进一的进位计数制。在数字系统中，常用的数制是二进制、八进制和十六进制。数制包括基数和位权。

1. 基数

基数是指一种数制中所用到的数码个数。基数为 R 的数制称为 R 进制，逢 R 进一，它包括 0，1，…，$R-1$ 等数码。

2. 位权

在一个进位计数制表示的数中，处在不同数位上的数码代表着不同的数值。某一个数位上的数值是由这一位上的数字乘以这个数位的位权值得到的。不同的数位上有不同的位权值。例如十进制数中，百位的位权值是 100，千位的位权值是 1000，百分位的位权值是 0.01。位权值简称为位权。

任何一个数都可以将其数值按位权展开。以十进制数 634.19 来举例，即

$$(634.19)_{10}=6\times10^2+3\times10^1+4\times10^0+1\times10^{-1}+9\times10^{-2}$$

将这种表示方法推广，一个 R 进制的数 N，设其有 n 位整数 m 位小数，各位数字为 K_{n-1}，…，K_1，K_0，…，K_{-m}，位权为 R^{n-1}，…，R^1，R^0，…，R^{-m}，则

$$(N)_R=K_{n-1}R^{n-1}+\cdots+K_0R^0+K_{-1}R^{-1}+\cdots+K_{-m}R^{-m}$$

有关数制转换的内容在计算机基础课程中已经学习过，这里不再赘述。

13.2.2　码制

在数字系统中，任何数据和信息都是用代码来表示的。在二进制中只有 0 和 1 两个符号，将若干个二进制代码 0 和 1 按码制的一定规则排列起来表示某种特定含义的代码称为二进制代码，或称二进制码。下面介绍几种数字电路中常用的二进制代码。

1. 二-十进制代码（BCD 码：Binary-Coded Decimal Code）

由于二进制数机器容易实现，所以数字设备常采用二进制。但是人们对十进制熟悉，对二进制不习惯，于是将十进制数的 0 ~9 十个数字用四位二进制数表示的代码，称为二-十进制码，又称 BCD 码。十进制数 0 ~9 这十个数字，需四位二进制数表示，而四位二进制代码有 16 种不同的组合，指定其中的任意 10 种组合来表示 0 ~9 有多种方案，但较常用的是有权 BCD 和无权 BCD 码，其中 8421 和 5421 码为有权 BCD 码，余 3 码为无权 BCD 码。常用的几种 BCD 码见表 13-1。

表 13-1　常用的几种 BCD 码

BCD 码 / 十进制数	8421 码	5421 码	2421 码	余 3 码
0	0000	0000	0000	0011
1	0001	0001	0001	0100
2	0010	0010	0010	0101
3	0011	0011	0011	0110
4	0100	0100	0100	0111

（续）

BCD码 / 十进制数	8421码	5421码	2421码	余3码
5	0101	1000	0101	1000
6	0110	1001	0110	1001
7	0111	1010	0111	1010
8	1000	1011	1110	1011
9	1001	1100	1111	1100

例13-1　将十进制数1987.35转换成8421BCD码。

解：$(1987.35)_{10}=(0001100110000111.00110101)_{8421BCD}$。

2. 可靠性代码

代码在形成和传输过程中难免要产生错误，为了使代码形成时不易出差错，或在出现错误时容易发现并进行校正，需采用可靠性编码。常用的可靠性代码有格雷码、奇偶校验码等。

练习与思考题

13-2-1　简述二进制的特点。

13-2-2　什么是BCD码？8421BCD码与四位二进制数有何不同？

13-2-3　试写出下列8421BCD码对应的十进制数。

（1）$(1001\ 0010\ 1000)_{8421BCD}$　　（2）$(0100\ 1001\ 1000)_{8421BCD}$

（3）$(0111\ 0110)_{8421BCD}$　　（4）$(1000\ 1001\ 0111\ 0110)_{8421BCD}$

13.3　逻辑代数

逻辑代数（Logic Algebra）是描述客观事物逻辑关系的数学方法，是进行逻辑分析与综合的数学工具。因为是英国数学家乔治·布尔（George Boole）在19世纪中叶创立的，所以逻辑代数也叫布尔代数（Boolean Algebra）。起初，逻辑代数仅用于客观事物的逻辑关系的描述，由于其二值逻辑关系，后来用于开关电路的分析，之后便广泛应用于数字电路和数字系统，成为分析和设计数字逻辑电路的重要工具。

逻辑代数与普通代数都是由字母来代替变量，但逻辑代数与普通代数中变量的概念不同。逻辑代数中逻辑变量的取值只有1和0两种，它们没有数量的大小，表示的是对立的逻辑状态，如开关的通与断、电位的高与低、灯的亮与灭等。

13.3.1　基本逻辑及其表示方法

在逻辑代数中，基本逻辑包括与、或和非逻辑。逻辑的表示方法有三种：逻辑表达式、真值表（Truth Table）和逻辑符号。

1. 与逻辑

当所有的条件都满足，结果才出现的因果关系称为与逻辑。如图13-1所示电路中，开关A和B都闭合时，灯泡Y才能亮。

设开关断开为0，闭合为1，灯泡Y不亮为0，亮为1，则由图13-1可以写出与逻辑的

真值表，见表 13-2。

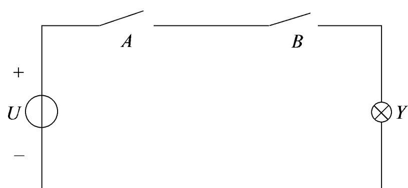


图 13-1　与逻辑电路

表 13-2　与逻辑的真值表

A	B	Y
0	0	0
0	1	0
1	0	0
1	1	1

与逻辑的逻辑表达式为

$$Y = AB$$

与逻辑的逻辑符号如图 13-2 所示。

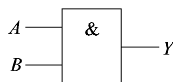


图 13-2　与逻辑符号

2. 或逻辑

当条件其中之一满足，结果就出现的因果关系称为或逻辑。如图 13-3 所示电路中，开关 A 和 B 闭合其一或者都闭合时，灯泡 Y 就能亮。

设开关断开为 0，闭合为 1，灯泡不亮为 0，亮为 1，则由图 13-3 可以写出或逻辑的真值表，见表 13-3。

或逻辑的逻辑表达式为

$$Y = A + B$$

或逻辑的逻辑符号如图 13-4 所示。

表 13-3　或逻辑的真值表

A	B	Y
0	0	0
0	1	1
1	0	1
1	1	1

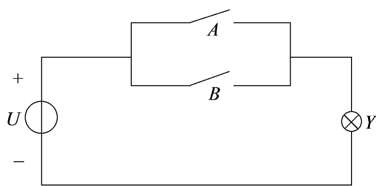


图 13-3　或逻辑电路

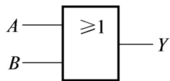


图 13-4　或逻辑符号

3. 非逻辑

当条件满足，结果不出现；条件不满足，结果反而会出现的因果关系称为非逻辑。如图 13-5 所示电路中，开关 A 闭合，灯泡 Y 不亮；开关 A 断开，灯泡 Y 亮。

设开关断开为 0，闭合为 1，灯泡 Y 不亮为 0，亮为 1，则由图 13-5 可以写出非逻辑的真值表，见表 13-4。

非逻辑的逻辑表达式为

$$Y = \overline{A}$$

非逻辑的逻辑符号如图 13-6 所示。

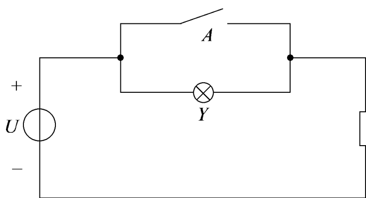


图 13-5　非逻辑电路

表 13-4　非逻辑的真值表

A	Y
0	1
1	0

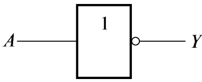


图 13-6　非逻辑符号

13.3.2　复合逻辑

常用的复合逻辑有与非逻辑、或非逻辑、与或非逻辑、异或逻辑和同或逻辑。

1. 与非逻辑

与非逻辑的真值表见表 13-5。

与非逻辑的逻辑表达式为

$$Y=\overline{AB}$$

与非逻辑的逻辑符号如图 13-7 所示。

表 13-5　与非逻辑的真值表

A	B	Y
0	0	1
0	1	1
1	0	1
1	1	0

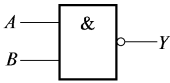


图 13-7　与非逻辑符号

2. 或非逻辑

或非逻辑的真值表见表 13-6。

或非逻辑的逻辑表达式为

$$Y=\overline{A+B}$$

或非逻辑的逻辑符号如图 13-8 所示。

表 13-6　或非逻辑的真值表

A	B	Y
0	0	1
0	1	0
1	0	0
1	1	0

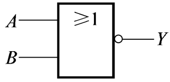


图 13-8　或非逻辑符号

3. 与或非逻辑

与或非逻辑的真值表见表 13-7。

表 13-7　与或非逻辑的真值表

A	B	C	D	Y
0	0	0	0	1
0	0	0	1	1

（续）

A	B	C	D	Y
0	0	1	0	1
0	0	1	1	0
0	1	0	0	1
0	1	0	1	1
0	1	1	0	1
0	1	1	1	0
1	0	0	0	1
1	0	0	1	1
1	0	1	0	1
1	0	1	1	0
1	1	0	0	0
1	1	0	1	0
1	1	1	0	0
1	1	1	1	0

与或非逻辑的逻辑表达式为

$$Y=\overline{AB+CD}$$

与或非逻辑的逻辑符号如图 13-9 所示。

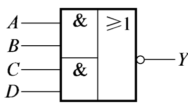


图 13-9　与或非逻辑符号

4. 异或逻辑

异或逻辑（Exclusive-OR Logic）是所谓“相同为 0，不同为 1”。异或逻辑的真值表见表 13-8。

表 13-8　异或逻辑的真值表

A	B	Y
0	0	0
0	1	1
1	0	1
1	1	0

异或逻辑的逻辑表达式为

$$Y=\overline{A}B+A\overline{B}=A\oplus B$$

异或逻辑的逻辑符号如图 13-10 所示。

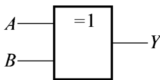


图 13-10　异或逻辑符号

5. 同或逻辑

同或逻辑是所谓“相同为 1，不同为 0”。同或逻辑的真值表见表 13-9。

表 13-9　同或逻辑的真值表

A	B	Y
0	0	1
0	1	0
1	0	0
1	1	1

同或逻辑的逻辑表达式为

$$Y=\overline{A}\,\overline{B}+AB=A\odot B=\overline{A\oplus B}$$

同或逻辑的逻辑符号如图 13-11 所示。

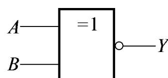


图 13-11　同或逻辑符号

13.3.3　逻辑代数的基本定律

逻辑代数的运算与数学中的代数运算有很大的不同，主要描述的是变量之间的逻辑关系，类似于数学中的集合。本节介绍逻辑运算中的一些基本定理和基本规则。

1. 定理

定理 1： 自等律

$$A+0=A \qquad A\cdot 1=A$$

定理 2： 0-1 律

$$A+1=1 \qquad A\cdot 0=0$$

定理 3： 重叠律

$$A+A=A \qquad A\cdot A=A$$

定理 4： 互补律

$$A+\overline{A}=1 \qquad A\cdot\overline{A}=0$$

定理 5： 吸收律

$$A+A\cdot B=A$$

定理 6： 非非律

$$\overline{\overline{A}}=A$$

定理 7： 交换律

$$A+B=B+A \qquad A\cdot B=B\cdot A$$

定理 8： 结合律

$$(A+B)+C=A+(B+C) \qquad (A\cdot B)\cdot C=A\cdot(B\cdot C)$$

定理 9： 分配律

$$A(B+C)=AB+AC \qquad A+BC=(A+B)(A+C)$$

定理 10： 反演律（摩根定理）

$$\overline{A+B}=\overline{A}\cdot\overline{B} \qquad \overline{A\cdot B}=\overline{A}+\overline{B}$$

以上十个定理可借助于真值表，用三种基本逻辑运算证明。

2. 常用恒等式

（1）$AB+A\overline{B}=A$

证明：$AB+A\overline{B}=A(B+\overline{B})=A$

此式叫作合并律。

（2）$A+\overline{A}B=A+B$

证明：$A+\overline{A}B=AB+A\overline{B}+\overline{A}B=A+B$

此式说明，在一个与或表达式中，如果一项的非是另一项的因子，则此因子是多余的。故叫作吸收律。

（3）$AB+\overline{A}C+BC=AB+\overline{A}C$

证明：$AB+\overline{A}C+BC=AB+\overline{A}C+(A+\overline{A})BC=AB+\overline{A}C$

此式说明，在一个与或表达式中，如果两项分别包含 A 和 $\overline{A}$，而其余的因子为第三项的因子，则第三项是多余的。此式又叫添加律。

（4）$\overline{A\oplus B}=A\odot B$

证明：$\overline{A\oplus B}=\overline{A\overline{B}+\overline{A}B}=\overline{A\overline{B}}\;\overline{\overline{A}B}=(\overline{A}+B)(A+\overline{B})=AB+\overline{A}\;\overline{B}=A\odot B$

同理，$\overline{A\odot B}=A\oplus B$。

值得指出的是，定理和恒等式反映的是逻辑关系，不是数量之间的关系。由于逻辑代数中没有逻辑减法及逻辑除法，故初等代数中的移项规则（移加作减，移乘作除）这里不适用。

3. 基本规则

（1）代入规则

在任何逻辑等式中，如果在所有地方出现的某一变量，都以一个逻辑函数代入，则等式仍然成立。这个规则叫作代入规则。

有了代入规则，上述公式不仅对变量适用，把逻辑函数看作变量，公式仍然成立，即公式由变量就扩大到函数了。

（2）反演规则

任何一个逻辑函数 Y 中，如果将所有的“·”换成“+”，所有的“+”换成“·”，所有的“0”换成“1”，所有的“1”换成“0”，所有的原变量换成反变量，所有的反变量换成原变量，所得的新函数就是函数 Y 的反函数 $\overline{Y}$，这就是反演规则。

（3）对偶规则

任何一个逻辑函数 Y 中，如果将所有的“·”换成“+”，所有的“+”换成“·”，所有的“0”换成“1”，所有的“1”换成“0”，所得的新函数就是函数 Y 的对偶式 Y'。当某逻辑等式成立，则其对偶式也成立，这就是对偶规则。

要证明两式相等，也可通过证明它的对偶式相等来完成。

13.3.4　逻辑函数的表示方法

逻辑函数的表达式中，可用 A、B、C…来表示输入变量；用 Y 表示输出变量。字母上加反号叫反变量，无反号的叫原变量。逻辑函数常用逻辑状态表（又叫真值表）、逻辑表达

式、逻辑电路图、卡诺图和波形图五种方法表示。

1. 逻辑状态表（真值表）

逻辑状态表简称真值表，是反映输入逻辑变量的各种取值组合与输出函数值之间对应关系的表格。真值表是将所有输入变量可能取值组合（2^n 个，n 为输入变量的个数）列出，然后根据逻辑关系得出输出变量的取值。

例 13-2 写出式 $Y=\overline{A}BC+A\overline{B}C+AB\overline{C}$的真值表。

解： 该与或表达式有三个输入变量 A、B、C，因此有 8 组（2^3）取值组合，将这 8 组取值组合按二进制数递增的顺序排列并分别代入逻辑表达式中进行计算，求出相应的函数值，用表格列写出来，就可以得到逻辑函数 Y 的真值表，见表 13-10。

表 13-10 $Y=\overline{A}BC+A\overline{B}C+AB\overline{C}$的真值表

A	B	C	Y	A	B	C	Y
0	0	0	0	1	0	0	0
0	0	1	0	1	0	1	1
0	1	0	0	1	1	0	1
0	1	1	1	1	1	1	0

真值表表示法的主要优点是直观明了、使用方便，每组取值所对应的函数值在表中一目了然，便于逻辑函数的功能分析和电路设计。由于 n 个输入变量的取值组合是 2^n 个，当输入变量较多时，真值表会十分繁琐。

2. 逻辑表达式

逻辑表达式也叫逻辑函数式，是指用基本的和常用的逻辑运算来表示逻辑函数中各个变量之间逻辑关系的代数式。例如，与或表达式 $Y=AB+BC+AC$，式中三个乘积项 AB、BC、AC 是与运算，而三个乘积项之间又是或运算。

逻辑表达式的主要特点是书写简单、方便，而且可以灵活地运用公式和定理进行变换。但是当逻辑表达式较复杂时，就不如真值表直观。

3. 逻辑电路图

将逻辑表达式中与、或、非等基本的和常用的逻辑运算用逻辑符号表示，这样得到的图形就是逻辑电路图。逻辑符号所代表的门电路一般都有相应的集成芯片，因此按照逻辑电路图可方便地设计实际电路。逻辑电路图和逻辑表达式之间有着严格的一一对应关系，它们之间的相互转换比较方便。但是逻辑电路图和真值表一样，也不能直接运用公式和定理进行运算和变换。

4. 卡诺图

卡诺图（Karnaugh Map）是逻辑函数的一种重要表示方法，将在 13.3.6 节中详细介绍。

5. 波形图

反映逻辑函数的输入变量和输出变量随时间变化的图形称为逻辑函数的波形图。如果已知输入变量的变化波形，就可根据逻辑表达式、真值表或逻辑电路图画出输出变量（函数）的波形。因此，波形图能直观地表达变量和函数之间随时间变化的规律。通过波形图可以直观地观察数字电路的工作情况和诊断电路故障。

例 13-3 在函数 $Y=\overline{A}B+A\overline{B}$中，已知输入变量 A、B 的输入波形如图 13-12 所示，画

出函数 Y 的波形。

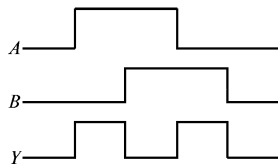


图 13-12　例 13-3 图

解：由逻辑表达式可知，A、B 是异或关系，即 A、B 取值不同时 $Y=1$，A、B 取值相同时 $Y=0$。据此可画出 Y 的波形如图 13-12 所示。

6. 各种表示方法之间的转换

（1）逻辑电路图和逻辑表达式之间的转换

1）由逻辑表达式画逻辑电路图。方法：把逻辑表达式中各个变量之间的逻辑运算用相应的逻辑符号表示出来，就得到了对应的逻辑电路图。

例 13-4　画出函数 $Y=AB+AC$ 的逻辑电路图。

解：例中，A 和 B、A 和 C 之间都是与逻辑关系，可以用与门来表示，而 AB、AC 这两个乘积项之间又是或关系，可以用或门表示，在画图时可以先画出 $Y_1=AB$，$Y_2=AC$，再画 $Y=Y_1+Y_2$。即分步画出，如图 13-13 所示。

2）由逻辑电路图写表达式。方法：在逻辑电路图中由输入到输出逐级写出逻辑表达式，最后写出输出总的逻辑表达式。

例 13-5　写出图 13-14 所示逻辑电路图的逻辑表达式。

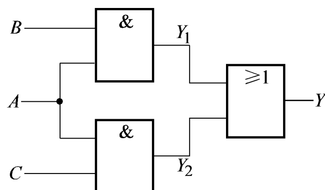


图 13-13　例 13-4 图

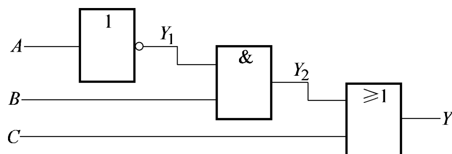


图 13-14　例 13-5 图

解：$Y_1=\overline{A}$，$Y_2=Y_1B=\overline{A}B$，$Y=Y_2+C=\overline{A}B+C$。

（2）从逻辑真值表写逻辑表达式

方法：在真值表中选出那些使函数值为 1 的变量取值组合，把这些变量取值组合写成乘积项（在变量取值组合中变量值为 1 的写成原变量，变量值为 0 的写成反变量），然后把这些乘积项相或就得到了真值表所对应的与或表达式，这个与或表达式称为标准与或式。

例 13-6　写出表 13-11 的逻辑表达式。

表 13-11　例 13-6 的真值表

A	B	C	Y	A	B	C	Y
0	0	0	0	1	0	0	0
0	0	1	1	1	0	1	0
0	1	0	0	1	1	0	1
0	1	1	1	1	1	1	0

解：由表 13-11 写出的逻辑表达式为

$$Y=\overline{A}\,\overline{B}C+\overline{A}BC+AB\overline{C}$$

13.3.5　逻辑函数的代数化简法

在逻辑函数的几种表示方法中，逻辑表达式不是唯一的，即同一个逻辑函数可以用多个逻辑表达式表示，例如，$Y=A+AB$ 和 $Y=A(A+B)$ 表示的就是同一个逻辑函数。人们在设计数字电路时，通常要对逻辑函数进行简化（Simplification），即用最简单的逻辑表达式设计电路。因为逻辑表达式简单，所用的门电路就少，电路就简单、经济、可靠。

化简后的逻辑表达式称为最简表达式。根据逻辑表达式的特点，最简表达式分为最简与或式、最简与非-与非式、最简或非-或非式、最简与或非式、最简或与式五种，它们之间是可以相互转换的。一般情况下在对逻辑函数进行化简时先化简成最简与或式，再根据题目要求由最简与或式转换成其他最简式。判断一个逻辑表达式是最简与或式的标准是：

1）在与或表达式中乘积项最少。

2）每个乘积项中所含的因子最少。

利用逻辑代数的基本定理和规则，对逻辑表达式进行化简的方法叫作逻辑函数的代数化简法。常用的方法有配项法、并项法、吸收法、消去法等。

1）配项法。利用公式 $A+\overline{A}=1$，将它作为配项用，然后消去多余的项。

例 13-7　化简函数 $Y=AB+\overline{A}C+BC$。

解：

$$\begin{aligned}Y&=AB+\overline{A}C+BC\\&=AB+\overline{A}C+BC(A+\overline{A})\\&=AB+\overline{A}C+ABC+\overline{A}BC\\&=AB+\overline{A}C\end{aligned}$$

2）并项法。利用公式 $A+\overline{A}=1$，将两项合并为一项，并消去一个变量。

例 13-8

$$Y=A\overline{BC}+\overline{A}\ \overline{BC}=(A+\overline{A})\overline{BC}=\overline{BC}$$

3）吸收法。利用公式 $A+AB=A$，消去多余的因子。

例 13-9

$$Y=A\overline{B}+A\overline{B}C(D+E)=A\overline{B}$$

4）消去法。利用公式 $A+\overline{A}B=A+B$，消去多余的因子。

例 13-10

$$\begin{aligned}Y&=\overline{A}+AB+\overline{B}CD\\&=\overline{A}+B+\overline{B}CD\\&=\overline{A}+B+CD\end{aligned}$$

在化简逻辑函数时，有时各种方法需要综合运用，才能得到最简与或式。

例 13-11　化简下列函数：

（1）$Y=AD+A\overline{D}+AB+\overline{A}C+BD$

（2）$Y=A\overline{C}+ABC+AC\overline{D}+CD$

解：（1）

$$\begin{aligned}Y&=AD+A\overline{D}+AB+\overline{A}C+BD\\&=A(D+\overline{D})+AB+\overline{A}C+BD\\&=A+AB+\overline{A}C+BD\\&=A+\overline{A}C+BD\\&=A+C+BD\end{aligned}$$

（2）$Y = A\overline{C} + ABC + AC\overline{D} + CD$

$= A(\overline{C} + BC) + C(A\overline{D} + D)$

$= A\overline{C} + AB + AC + CD$

$= A + AB + CD$

$= A + CD$

13.3.6　逻辑函数的卡诺图化简法

逻辑函数的代数化简法有一个缺点，就是化简到最后很难判断得到的表达式是不是最简式。例如，$Y = A\overline{B} + B\overline{C} + \overline{A}C$ 就已经是最简式了，但是单从逻辑表达式上看不出来，需要验证才能知道。一般可用卡诺图化简法来验证，因为经过卡诺图化简之后得到的结果一定是最简式。卡诺图是利用逻辑函数的最小项来化简的，因此首先介绍最小项的概念。

1. 最小项

如果一个具有 n 个变量的逻辑函数的“与项”包含全部 n 个变量，每个变量以原变量或反变量的形式出现，且仅出现一次，则这种“与项”被称为最小项。

对两个变量 A、B 来说，可以构成四个最小项：$\overline{A}\,\overline{B}$、$\overline{A}B$、$A\overline{B}$、$AB$；对三个变量 A、B、C 来说，可构成八个最小项：$\overline{A}\,\overline{B}\,\overline{C}$、$\overline{A}\,\overline{B}C$、$\overline{A}B\overline{C}$、$\overline{A}BC$、$A\overline{B}\,\overline{C}$、$A\overline{B}C$、$AB\overline{C}$、$ABC$；同理，对 n 个变量来说，可以构成 2^n 个最小项。

为了叙述和书写方便，最小项通常用符号 m_i 表示，i 是最小项的编号，是一个十进制数。确定 i 的方法是：首先将最小项中的变量按顺序 A、B、C、D…排列好，然后将最小项中的原变量用 1 表示，反变量用 0 表示，这时最小项表示的二进制数对应的十进制数就是该最小项的编号。例如，对三变量的最小项来说，ABC 的编号是 7，符号用 m_7 表示，$A\overline{B}C$ 的编号是 5，符号用 m_5 表示。

2. 最小项表达式

如果一个逻辑表达式是由最小项构成的与或式，则这种逻辑表达式称为逻辑函数的最小项表达式，也叫标准与或式。例如：

$$Y = \overline{A}BC\overline{D} + ABC\overline{D} + ABCD$$

是一个四变量的最小项表达式。

对一个最小项表达式可以采用简写的方式，例如：

$$\begin{aligned} Y(A,B,C) &= \overline{A}B\overline{C} + A\overline{B}C + ABC \\ &= m_2 + m_5 + m_7 \\ &= \sum m(2,5,7) \end{aligned}$$

要写出一个逻辑函数的最小项表达式，可以有多种方法，但最简单的方法是先给出逻辑函数的真值表，真值表中的每一行就对应着逻辑函数的一个最小项，将真值表中能使逻辑函数取值为 1 的各个最小项相或就可以了。

例 13-12　试将逻辑函数 $L = AB + \overline{B}C$ 化为最小项表达式。

解：这是一个三变量逻辑函数，最小项表达式中每个与项应由三变量构成。因此，可利用基本定理 $A + \overline{A} = 1$，将逻辑函数中的每项都化为含有三变量 A、B、C 的与项，即

$$Y = AB(C + \overline{C}) + (A + \overline{A})\overline{B}C = ABC + AB\overline{C} + A\overline{B}C + \overline{A}\,\overline{B}C = \sum m(1,5,6,7)$$

3. 卡诺图

图 13-15a 为二变量的卡诺图，图 b 为三变量的卡诺图，图 c 为四变量的卡诺图。

由图 13-15 可以看出，卡诺图的每一个小方格代表着逻辑函数的一个最小项，而且逻辑相邻的最小项恰好在位置上也相邻。那么，只要把位置相邻并取值相同的最小项合并，就一定能消去一个或几个因子，使得与或式中与项所含的因子数减少。对于要化简的逻辑函数，先把它化为最小项的与或式，再把逻辑函数中出现的最小项在卡诺图中相应的位置填“1”，否则就填“0”。

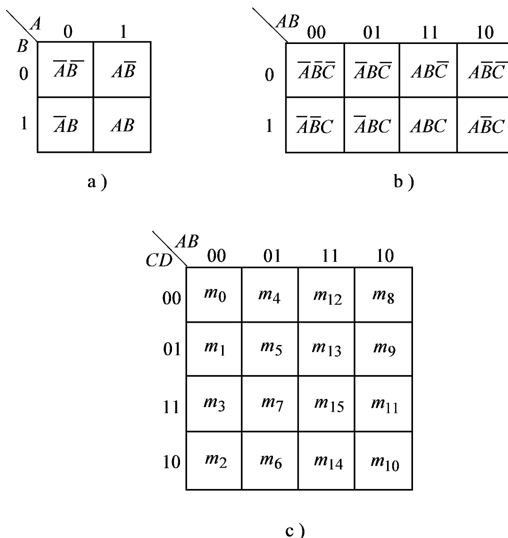


图 13-15　二变量、三变量和四变量的卡诺图

所谓卡诺图化简，就是把卡诺图中为“1”的那些小方格用圆圈圈起来加以合并，消去一个或几个因子，使得与或式中与项所含的因子数减少。画包围圈的规则如下：

1）对于卡诺图中取值为“1”的那些项进行画圈包围，并且圈中所含“1”的个数是 2^i（$i=0$，1，2，…）个。

2）圈尽可能大，个数尽可能少。

3）圈允许交叉，但每个圈中至少有一个“1”是其他圈所不包围的。

4）必须使得所有的“1”都被包围在圈中，即所有的“1”都要被圈完。

例 13-13　化简三变量逻辑函数 $Y=\sum m$（0，2，3，4，6）为最简与或表达式。

解：首先根据逻辑表达式画出 Y 的卡诺图，如图 13-16 所示。

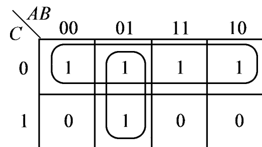


图 13-16　例 13-13 的卡诺图

最简表达式为

$$Y=\overline{A}B+\overline{C}$$

例 13-14　试用卡诺图化简逻辑函数 $Y=\overline{A}\ \overline{B}\ \overline{D}+B\ \overline{C}D+BC+C\ \overline{D}+\overline{B}\ \overline{C}\ \overline{D}$。

解：先把逻辑表达式化为最小项表达式

$$\begin{aligned}Y&=\overline{A}\ \overline{B}\ C\ \overline{D}+\overline{A}\ \overline{B}\ \overline{C}\ \overline{D}+AB\ \overline{C}D+\overline{A}B\ \overline{C}D+ABCD+ABC\ \overline{D}+A\ \overline{B}\ \overline{C}\ \overline{D}+\overline{A}BC\ \overline{D}+A\ \overline{B}C\ \overline{D}\\&=\sum m(0,2,5,6,7,8,10,13,14,15)\end{aligned}$$

做四变量卡诺图，把逻辑函数 Y 填入卡诺图中。根据画包围圈的原则画出包围圈，如图 13-17 所示。

按图 13-17a 写出的化简结果为

$$Y=\overline{B}\ \overline{D}+BD+BC$$

按图 13-17b 写出的化简结果为

$$Y=\overline{B}\ \overline{D}+BD+C\ \overline{D}$$

两个化简结果的乘积项个数相同，每个乘积项的因子数也相同，所以都是最简表达式。此例说明，逻辑函数的卡诺图是唯一的，但其最简表达式不是唯一的，在这种情况下，用一

种最简表达式作为化简结果即可。

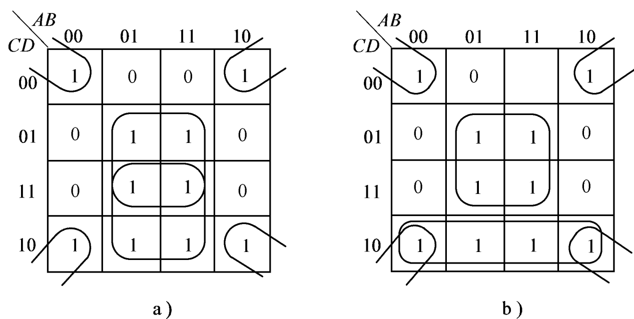


图 13-17　例 13-14 的卡诺图

练习与思考题

13-3-1　有八个输入端的与非门，其真值表中共有多少种输入变量的取值组合？有哪些输入变量的取值组合使该与非门输出低电平？

13-3-2　设 A、B、C 为逻辑变量，回答下列问题：(1) 若已知 $A+B=A+C$，则 $B=C$，正确吗？为什么？(2) 若已知 $AB=BC$，则 $A=C$，正确吗？为什么？

13-3-3　逻辑代数与数学中所谓的代数有何区别？

13-3-4　试用真值表说明逻辑表达式 $Y=\overline{AB}$ 与 $Y=\bar{A}\ \bar{B}$ 是否相同；$Y=\overline{AB}$ 和 $Y=\bar{A}+\bar{B}$ 是否相等；$Y=\overline{A+B}$ 和 $Y=\bar{A}\ \bar{B}$ 是否相等。

13-3-5　试用逻辑代数的基本运算定律证明下列各式：(1) $\overline{A+B}+\overline{A+\bar{B}}=\bar{A}$；(2) $(A+C)(A+D)(B+C)(B+D)=AB+CD$。

13-3-6　在卡诺图中，合并最小项的规则是什么？几何位置相邻的 3、5、7、13 四个最小项能够合并为一项吗？为什么？

13-3-7　写出图 13-18 中各卡诺图所表示的逻辑表达式。

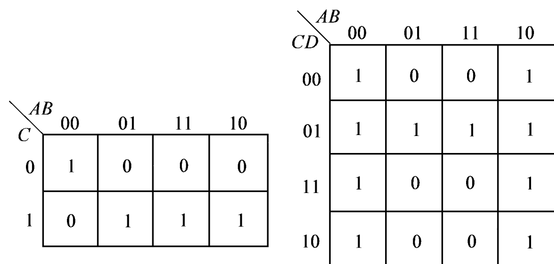


图 13-18　练习与思考题 13-3-7 图

13-3-8　将下列函数展开成最小项表达式。

(1) $Y=AB+CA+BC$　　(2) $Y=A\bar{C}D+\bar{A}\ \bar{B}+BC$

(3) $Y=AB+\bar{B}C+AD$　　(4) $Y=(A+BC)\bar{C}D$

13.4　逻辑门电路

要实现数字电路中的各种逻辑关系，可以使用分立元件如二极管、晶体管和场效应晶体管等组成逻辑门电路，即分立元件门电路（Discrete Circuit），比如二极管可以构成与门和

或门、晶体管和场效应晶体管可以构成非门；也可以使用集成门电路，比如与门（AND Gate）、或门（OR Gate）、非门（NOT gate）、与非门（NAND Gate）等的集成芯片。实际中常使用集成门电路来实现各种逻辑关系，集成门电路按照结构工艺可分为 TTL 门电路和 CMOS 门电路。

13.4.1　分立元件门电路

由二极管的理想模型可知，二极管在正向偏置时导通，相当于一根导线；在反向偏置时截止，相当于开路。即二极管可以看作一个开关，在一定的条件下导通或关断。因此，二极管可以实现与逻辑和或逻辑功能。

实现与逻辑关系的电路称为与门。由二极管构成的双输入与门如图 13-19 所示。图中 A、B 为输入信号，Y 为输出信号。图 13-20 为二极管构成的或门。

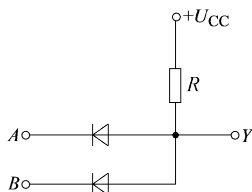


图 13-19　二极管与门

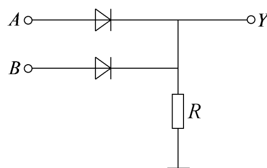


图 13-20　二极管或门

在模拟电路中，晶体管工作于放大区，实现电流放大作用。而在数字电路中，晶体管工作于饱和区和截止区，当基极电位为高电平时工作于饱和区，晶体管的管压降 $U_{CE}\approx0$，当基极电位为低电平时工作于截止区，晶体管的管压降约为电源电压。因此，晶体管可以实现非逻辑功能。

晶体管构成的非门如图 13-21 所示。

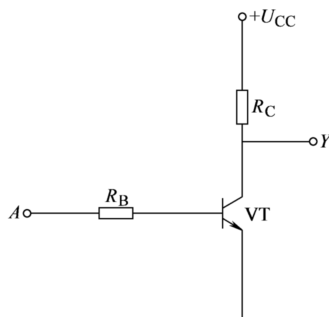


图 13-21　晶体管构成的非门

13.4.2　TTL 和 CMOS 集成门电路

目前广泛应用的数字集成电路（Integrated Circuit）主要有双极型和单极型门电路两种，其中以 TTL 门电路和 CMOS 门电路的应用最广泛。TTL 是 Transistor-Transistor-Logic 的缩写，它是指晶体管-晶体管逻辑门电路，它的输入端和输出端都是由晶体管组成。CMOS 是 Complementary-symmetry-Metal-Oxide Semiconductor 的缩写，它是指互补型金属-氧化物-半导体场效应晶体管门电路，它由增强型 PMOS 管和增强型 NMOS 管组成互补对称 MOS 门电路。对于集成逻辑门电路的学习，主要应了解它的逻辑功能、外部特性和主要参数。下面介绍这两种集成电路。

1.　TTL 门电路

TTL 集成电路经过近半个世纪的发展，生产工艺不断完善成熟，具有体积小、重量轻、功耗低、负载能力强、抗干扰能力好等优点，同时产品性能稳定、工作可靠、开关速度高，

因此得到了广泛的应用。国产的 TTL 产品有四个主要系列，它们分别是 CT54/74、CT54H/74H、CT54S/74S、CT54LS/74LS（通常 CT 省略不写）。它们和国际上 SN54/74 通用系列、SN54H/74H 高速系列、SN54S/74S 肖特基系列、SN54LS/74LS 低功耗肖特基系列产品一一对应。还有一种 CT54ALS/74ALS 先进低功耗肖特基系列产品，它是目前最常用的 CT54LS/74LS 系列的后继产品，速度更快、功耗更低。另外，CT54 系列和 CT74 系列仅仅是使用温度和工作电压不同而已，其电路结构和电气性能参数完全相同。54 系列的使用温度为 (−55 ~ +125)℃，工作电压为 5(1 ±10%)V，常用于军品；74 系列的使用温度为 (0 ~ +70)℃，工作电压为 5(1 ±5%)V，常用于民品。

（1）TTL 门电路的主要参数

以与非门为例，TTL 门电路的主要参数如下：

1）输入和输出的高低电平电压。输出高电平下限值 V_{OHmin}：典型值为 2.4V；输出低电平上限值 V_{OLmax}：典型值为 0.4V；输入高电平最小值 V_{IHmin}（即开门电平 V_{ON}）：典型值为 2V；输入低电平最大值 V_{ILmax}（即关门电平 V_{OFF}）：典型值为 0.8V。

如图 13-22 所示，数字信号的幅值在 V_{IH} 和 V_{OH} 之间的是高电平，在 V_{IL} 和 V_{OL} 之间的是低电平，在 V_{IL} 和 V_{IH} 之间的信号既不是高电平也不是低电平，在数字电路中这样的信号是无效的。

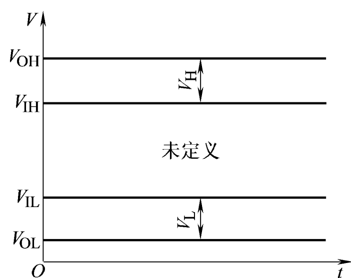


图 13-22 数字电路中的信号

2）噪声容限。表示门电路的抗干扰能力，二值数字逻辑电路的优点在于它的输入信号允许一定的容差。高电平噪声容限：$V_{NH} = V_{OH} - V_{IH}$；低电平噪声容限：$V_{NL} = V_{OL} - V_{IL}$。

3）扇出系数。表示门的负载能力，可驱动同类门的个数。

4）传输延迟时间 t_{pd}。是一个表征门电路传输速度的参数，意味着门电路在输入脉冲波形的作用下，其输出波形相对于输入波形延迟了多长时间。

5）功耗 P。功耗是门电路的重要参数之一，功耗有静态和动态之分。所谓静态功耗指的是当电路没有状态转换时的功耗，即与非门空载时电源总电流与电源电压的乘积。

6）功耗-时延积 M。低功耗往往与提高门电路的开关速度相矛盾，因此，用功耗和传输时延的乘积来衡量一个门电路的品质指标，即 $M = Pt_{pd}$。一个逻辑门器件的 M 值越小，表明它的特性越接近于理想情况。

（2）集电极开路门（OC 门）和三态逻辑门（TSL 门）

一般的 TTL 门电路，不论输出高电平还是输出低电平，其输出电阻都很低，只有几欧姆至几十欧姆，因此不能把两个或两个以上的 TTL 门电路的输出端直接并接在一起。否则，当其中一个输出高电平，另一个输出低电平时，产生的大电流会导致门电路因功耗过大而损坏。即使门电路不被损坏，也不能输出正确的逻辑电平，从而造成逻辑混乱。集电极开路门（Open Collector Gate）和三态逻辑门（Tri-state Logic Gate）是允许输出端直接并接在一起的两种 TTL 门。

1）集电极开路门（OC 门）。OC 门是集电极开路门，OC 与非门逻辑符号如图 13-23 所示。

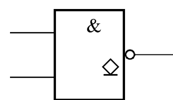


图 13-23 OC 与非门逻辑符号

OC 门的电路特点是其输出管的集电极开路。使用时，必须通过上拉电阻 R_C 和 $+U_{CC}$ 相连。多个 OC 门输出端相连时，可以共用一个上拉电阻 R_C，如图 13-24 所示。

OC 门的输出端并联后，只要有一个门的输出为低电平，则 Y 就输出为低，只有所有门的输出为高电平，Y 输出才为高，因此相当于在输出端实现了“线与（Wired-AND）”的逻辑功能。输出 Y 的逻辑表达式为 $Y=Y_1Y_2Y_3$。

2）三态逻辑门（TSL 门）。各种不同的三态逻辑门的逻辑符号如图 13-25 所示。

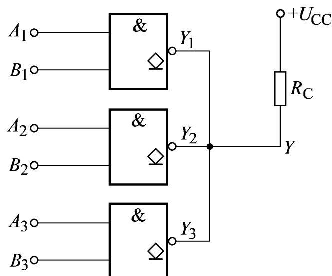


图 13-24　多个 OC 门并联

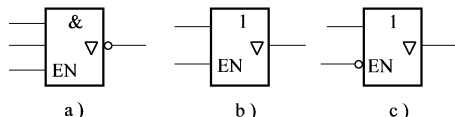


图 13-25　各种三态逻辑门的逻辑符号

a）三态与非门　b）控制端高电平有效的三态传输门
c）控制端低电平有效的三态传输门

三态逻辑门的输出除了有高电平和低电平（即逻辑 1 和逻辑 0）两种逻辑状态外，还有第三种状态，即高阻状态（禁止状态）。在第三种状态下，三态逻辑门的输出端相当于悬空，与负载之间无信号联系，对负载不产生任何逻辑功能。三态逻辑门是数字系统在采用总线结构时对接口电路提出的要求。

利用三态逻辑门可以实现信号的可控双向传输，如图 13-26 所示。当 $G=0$ 时，G_1 选通，G_2 禁止，信号由 A 传到 B；当 $G=1$ 时，G_1 禁止，G_2 选通，信号由 B 传送到 A。

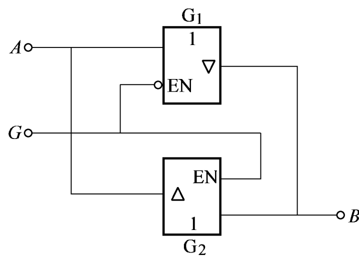


图 13-26　三态逻辑门应用

（3）TTL 集成电路的使用注意事项

在使用 TTL 集成电路时，应注意以下事项：

1）电源电压应满足在标准值 5(1±10%)V 的范围。

2）TTL 集成电路的输出端所接负载，不能超过规定的扇出系数。

3）注意 TTL 门多余输入端的处理方法。悬空时相当于输入端接高电平，因为这时可以看作是输入端接一个无穷大的电阻。

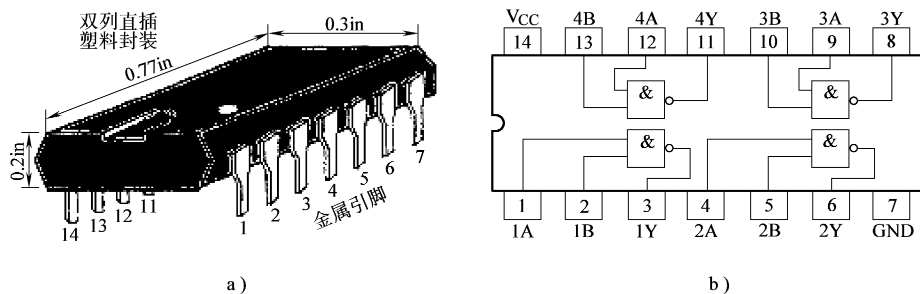
（4）TTL 集成门电路的封装

TTL 集成门电路的封装和内部结构如图 13-27 所示。

图 13-27a 为 14 脚 TTL 集成门电路的封装，图 13-27b 为其内部结构。

2. CMOS 门电路

MOS 集成门电路具有工艺简单、集成度高、抗干扰能力强、功耗低等优点，所以 MOS 集成门电路的发展十分迅速。MOS 集成门电路是采用 MOS 管作为开关元件的数字集成电路。CMOS 电路又称互补 MOS 电路，它突出的优点是静态功耗低、抗干扰能力强、工作稳定性好、开关速度高，是性能较好且应用较广泛的一种数字集成电路。



a）　　　　　　　　b）

图 13-27　TTL 集成门电路

a）TTL 集成门电路封装　b）TTL 集成门电路内部结构

CMOS 门电路主要有以下特点：

1）功耗小。CMOS 门电路的静态工作电流很小，一般为 1μA 以下，即使考虑动态功耗，其总功耗也不到 1mW。因此 CMOS 门电路在需要电池供电的场合得到广泛应用，如电子表、计算器等。

2）电源电压取值范围大。电源电压可在 3～15V 取值，甚至可高达 18V。

3）抗干扰能力强。CMOS 门电路的噪声容限最低为 1.25V（当电源电压为 5V 时），大大高于 TTL 门电路。

4）工作速度高。以前 CMOS 的制造工艺只能将平均传输延迟时间 t_{pd} 做到 100ns 左右，如 CC 系列。后来由于工艺的改进，已可将 t_{pd} 减少到 9ns，几乎与高速 TTL 相当，如高速 CMOS74HC 系列产品，可代替 CT400 系列。目前，由于 VHC（Very High Speed CMOS）和 VHCT（Very High Speed CMOS，TTL compatible）的出现，CMOS 门电路速度低的概念已经改变。

5）负载能力强。CMOS 门电路的扇出系数最大为 50，使用时至少也为 20，可见其负载能力比较强。

6）集成度高。由于 CMOS 门电路的功耗小，电路简单，从而使它的集成度大大提高。在大规模以及超大规模集成电路中大都采用 CMOS 门电路。

练习与思考题

13-4-1　与门的多余输入端接地，输出结果会怎样？或门的多余输入端接高电平，输出结果会怎样？这样处理多余输入端的做法行吗？应该怎样处理？

13-4-2　三态与非门和与非门有哪些区别？

13-4-3　TTL 与非门如有多余输入端应怎样处理？能否将它接地？为什么？

13-4-4　TTL 或非门如有多余输入端应怎样处理？能否将它接 U_{CC} 或悬空？为什么？

13.5　组合逻辑电路的分析与综合

数字电路按功能可分为组合逻辑电路（Combinational Logic Circuit）和时序逻辑电路（Sequential Logic Circuit）两大类。本节讲述组合逻辑电路。组合逻辑电路也称为“无记忆电路”，因为它有“即时性”的特点，即在任意时刻的输出状态只取决于此刻的输入状态，

而与该时刻前的电路状态无关。

13.5.1　组合逻辑电路的分析

组合逻辑电路的分析是由给出的逻辑电路图找到其对应的逻辑表达式，列出它的真值表，说明该电路的功能。

组合逻辑电路的分析步骤如下：

1）由逻辑电路图写出各输出端的逻辑表达式。方法是从输入到输出逐级写出逻辑表达式。

2）如果写出的逻辑表达式不是最简形式，要进行化简或变换，得到最简式。

3）根据最简式列出真值表。

4）根据真值表或最简式对逻辑电路进行分析，最后确定其功能。

例 13-15　试分析图 13-28 所示逻辑电路的功能。

解：根据图 13-28 可以写出 Y_1、Y_2、Y_3 与 A、B 之间的逻辑函数式

$$Y_1 = \overline{\overline{A}B + A\overline{B}} = \overline{A}\,\overline{B} + AB$$

$$Y_2 = A\overline{B}$$

$$Y_3 = \overline{A}B$$

真值表见表 13-12。

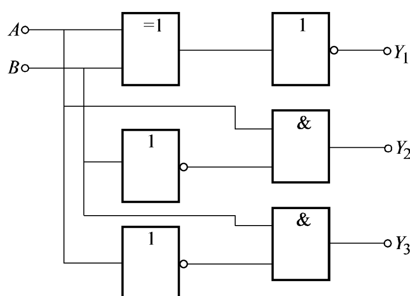


图 13-28　例 13-15 图

表 13-12　例 13-15 的真值表

A	B	Y_1	Y_2	Y_3
0	0	1	0	0
0	1	0	0	1
1	0	0	1	0
1	1	1	0	0

逻辑功能说明：由真值表可以看出，该电路为一个比较一位二进制数 A 和 B 大小的电路，$A=B$ 时，$Y_1=1$，$A>B$ 时，$Y_2=1$，$A<B$ 时，$Y_3=1$。

例 13-16　试分析图 13-29 所示逻辑电路的逻辑功能。

解：根据图 13-29 可以写出 Y 与 A、B、C 之间的逻辑函数式

$$Y_1 = \overline{ABC}$$

$$Y_2 = \overline{AY_1}$$

$$Y_3 = \overline{BY_1}$$

$$Y_4 = \overline{CY_1}$$

$$Y = \overline{Y_2Y_3Y_4} = \overline{\overline{AY_1}\;\overline{BY_1}\;\overline{CY_1}} = AY_1 + BY_1 + CY_1 = A\overline{B} + \overline{A}B + B\overline{C} + \overline{B}C + A\overline{C} + \overline{A}C$$

真值表见表 13-13。

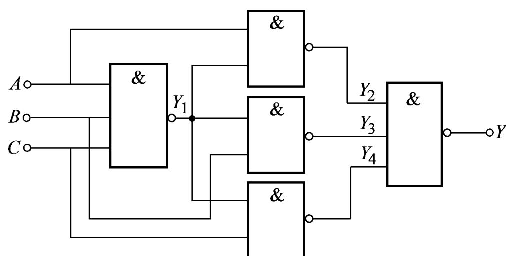


图 13-29　例 13-16 图

表 13-13　例 13-16 的真值表

A	B	C	Y
0	0	0	0
0	0	1	1
0	1	0	1
0	1	1	1
1	0	0	1
1	0	1	1
1	1	0	1
1	1	1	0

逻辑功能说明：由真值表可知，该电路是一个“判一致”电路，判断 A、B、C 三个数是否相等，如果相等，$Y=0$，否则 $Y=1$。

13.5.2　组合逻辑电路的综合

组合逻辑电路的综合即组合逻辑电路的设计。组合逻辑电路的综合与组合逻辑电路的分析互为逆过程。设计组合逻辑电路所要完成的工作，是设计者按照给定的具体逻辑问题（逻辑命题）设计出最简单的逻辑电路，并将其实现为实际的装置。

组合逻辑电路的设计步骤如下：

1）对实际问题进行逻辑抽象，并定义输入变量和输出变量。在实际问题中，凡是引起事件发生的条件和原因的物理量应定义为输入变量，凡是表示事件发生结果的物理量应定义为输出变量。

2）根据所要实现的逻辑功能列真值表。将输入变量可能出现的所有取值情况和与之对应的输出变量的值一一列出。

3）根据真值表求逻辑表达式并化简。根据选用的门电路类型将逻辑表达式变换成所要的形式，比如，若采用与非门实现，则应将逻辑表达式变换为与非—与非表达式。

4）根据逻辑表达式画逻辑图。

组合逻辑电路的设计，通常以电路简单，所用器件最少为目标。设计的关键是正确定义输入变量和输出变量，并且正确地用真值表详尽地描述它们之间的因果关系。

例 13-17　有甲、乙、丙三台电动机，它们运转时必须满足这样的条件，即任何时间必须有而且仅有一台电动机运行，设计此逻辑电路。

解：取甲、乙、丙三台电动机的状态为输入变量，分别用 A、B、C 表示，并且规定电动机运转为 1，停转为 0，取运转正常信号为输出变量，以 Y 表示，$Y=1$ 表示正常状态，否则为非正常状态。

根据题意可列出真值表，见表 13-14。

写逻辑表达式

$$Y=\overline{A}\,\overline{B}C+\overline{A}B\overline{C}+A\overline{B}\,\overline{C}$$

画逻辑电路如图 13-30 所示。

表 13-14　例 13-17 的真值表

A	B	C	Y
0	0	0	0
0	0	1	1
0	1	0	1
0	1	1	0
1	0	0	1
1	0	1	0
1	1	0	0
1	1	1	0

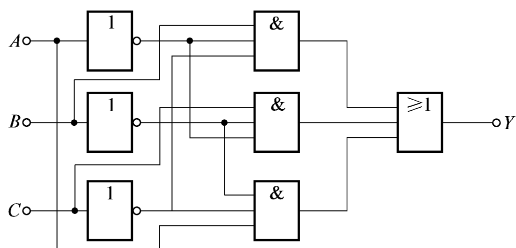


图 13-30　例 13-17 图

例 13-18　设 A、B、C 为某保密锁的三个按键，当 A 单独按下时，锁既不打开也不报警；只有当 A、B、C 或者 A、B 或者 A、C 分别同时按下时，锁才能被打开，当不符合上述组合状态时，将发出报警信息，试用与非门设计此保密锁的逻辑电路。

解：进行逻辑变量定义。设 A、B、C 为三个按键，按下为 1，不按为 0。设 Y_1 和 Y_2 分别为开锁信号和报警信号，开锁为 1，不开锁为 0，报警为 1，不报警为 0。

列真值表。根据逻辑规定列出真值表，见表 13-15。

表 13-15　例 13-18 的真值表

A	B	C	Y_1	Y_2
0	0	0	0	0
0	0	1	0	1
0	1	0	0	1
0	1	1	0	1
1	0	0	0	0
1	0	1	1	0
1	1	0	1	0
1	1	1	1	0

求最简逻辑表达式。由真值表画出 Y_1 和 Y_2 的卡诺图如图 13-31 所示。经化简得 Y_1 和 Y_2 的表达式分别为

$$Y_1 = AB + AC$$

$$Y_2 = \overline{A}B + \overline{A}C$$

画逻辑图。将上式进行变换得

$$Y_1 = \overline{\overline{AB + AC}} = \overline{\overline{AB}\ \overline{AC}}$$

$$Y_2 = \overline{\overline{\overline{A}B + \overline{A}C}} = \overline{\overline{\overline{A}B}\ \overline{\overline{A}C}}$$

根据变换后 Y_1、Y_2 的表达式画出的用与非门实现的逻辑电路图如图 13-32 所示。

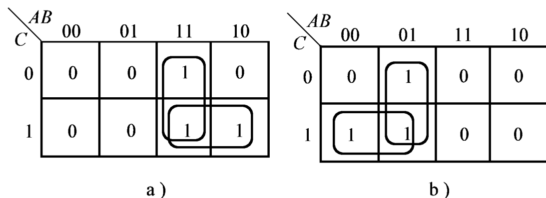


图 13-31　例 13-18 的卡诺图

a）Y_1 的卡诺图　b）Y_2 的卡诺图

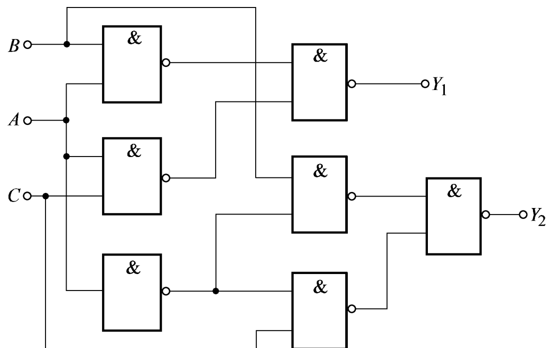


图 13-32　例 13-18 的逻辑电路图

13.5.3　常用组合逻辑电路

常用组合逻辑电路有专用的集成电路芯片，也可以使用小规模集成门电路实现。为使用方便，目前已将这类电路的设计标准化，并由厂家制成中、小规模单片集成电路产品。常用的组合逻辑电路包括加法器、编码器、译码器、数值比较器、数据选择器等。

1. 加法器

在数字系统中，尤其是在计算机的数字系统中，二进制加法器是它的基本部件之一。在进行两个二进制数之间的算术运算时，无论是加、减、乘、除，最后都可化作加法运算来实现。能够实现加法运算的电路称为加法器，它是算术运算的基本单元电路。

（1）半加器

只考虑本位两个二进制数相加，而不考虑来自低位进位数相加的运算电路称为半加器（Half Adder）。根据半加器定义，可列出其真值表，见表 13-16。其逻辑符号如图 13-33 所示。

表 13-16　半加器的真值表

A	B	S	CO
0	0	0	0
0	1	1	0
1	0	1	0
1	1	0	1

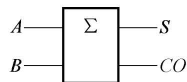


图 13-33　半加器逻辑符号

表 13-16 中，A、B 是两个加数，S 是相加的和，CO 是向高位的进位。由真值表可直接写出逻辑表达式为

$$\left.\begin{aligned} S &= \overline{A}B + A\overline{B} = A \oplus B \\ CO &= AB \end{aligned}\right\}$$

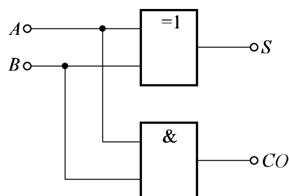


图 13-34　半加器逻辑电路图

由上式可知，半加器的和可以由一个异或门电路来实现，进位可以由一个与门来实现，如图 13-34 所示。

（2）全加器

不仅要考虑本位两个二进制数相加，还要考虑来自低位进位数相加的运算电路称为全加器（Full Adder）。根据全加器定义，可列出其真值表，见表 13-17。其逻辑符号如图 13-35 所示。

表 13-17　全加器的真值表

A	B	C_{i-1}	S	C
0	0	0	0	0
0	0	1	1	0

（续）

A	B	C_{i-1}	S	C
0	1	0	1	0
0	1	1	0	1
1	0	0	1	0
1	0	1	0	1
1	1	0	0	1
1	1	1	1	1

表13-17中，A、B是两个加数，C_{i-1}是来自低位的进位，S是相加的和，C是向高位的进位。由真值表可直接写出逻辑表达式为

$$\left.\begin{aligned}S&=\overline{A}\,\overline{B}C_{i-1}+\overline{A}B\,\overline{C_{i-1}}+A\overline{B}\,\overline{C_{i-1}}+ABC_{i-1}\\C&=\overline{A}BC_{i-1}+A\overline{B}C_{i-1}+AB\,\overline{C_{i-1}}+ABC_{i-1}\end{aligned}\right\}$$

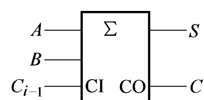


图13-35　全加器逻辑符号

上式经过化简和变换可得

$$\left.\begin{aligned}S&=\overline{A}\,\overline{B}C_{i-1}+\overline{A}B\,\overline{C_{i-1}}+A\overline{B}\,\overline{C_{i-1}}+ABC_{i-1}=\overline{A}(B\oplus C_{i-1})+A(\overline{B\oplus C_{i-1}})=A\oplus B\oplus C_{i-1}\\C&=\overline{A}BC_{i-1}+A\overline{B}C_{i-1}+AB\,\overline{C_{i-1}}+ABC_{i-1}=AB+AC_{i-1}+BC_{i-1}\end{aligned}\right\}$$

2. 编码器

在数字系统中，常常需要将某一信息（输入）变换为某一特定的代码（输出）。一般地，用数字或某种文字、符号来表示某一对象或信号的过程称为编码。具有编码功能的逻辑电路称为编码器（Encoder）。

在数字系统中，是采用若干个二进制码0和1来进行编码的，要表示的信息越多，二进制代码的位数越多。n位二进制代码有2^n个状态，可以表示2^n个信息。对N个信号进行编码时，应按公式$2^n \geqslant N$来确定需要使用的二进制代码的位数n。常用的编码器有二进制编码器、二-十进制编码器和优先编码器等。

（1）二进制编码器

二进制编码器是用n位二进制数把某种信号编成2^n个二进制代码的逻辑电路。现以8/3线编码器来说明其工作原理。

把I_0、I_1、I_2、I_3、I_4、I_5、I_6、I_7八个输入信号编成对应的二进制代码输出，其编码过程如下：

1）确定二进制代码的位数。由公式$2^n \geqslant N$可知，当输入有八个信号（$N=8$）时，编码器输出的位数是三位（$n=3$）。这种编码器称为8/3线编码器。

2）列编码表。将不同的二进制代码与八个不同的输入信号一一对应起来，即为编码方案。理论上编码方案是任意的，但为了工作的方便，实际上编码方案常常具有一定规律性，

比如二进制数加 1 递增或递减的规律。表 13-18 所列的便是按二进制数加 1 递增规律的编码方案。

表 13-18　8/3 线编码器的编码表

输　入	输　出		
	Y_2	Y_1	Y_0
I_0	0	0	0
I_1	0	0	1
I_2	0	1	0
I_3	0	1	1
I_4	1	0	0
I_5	1	0	1
I_6	1	1	0
I_7	1	1	1

3）由编码表写出逻辑表达式。按照组合逻辑电路的设计方法，找出各输出 Y 与各输入 I 的逻辑式

$$Y_2 = I_4 + I_5 + I_6 + I_7 = \overline{\overline{I_4 + I_5 + I_6 + I_7}} = \overline{\bar{I}_4\ \bar{I}_5\ \bar{I}_6\ \bar{I}_7}$$

$$Y_1 = I_2 + I_3 + I_6 + I_7 = \overline{\overline{I_2 + I_3 + I_6 + I_7}} = \overline{\bar{I}_2\ \bar{I}_3\ \bar{I}_6\ \bar{I}_7}$$

$$Y_0 = I_1 + I_3 + I_5 + I_7 = \overline{\overline{I_1 + I_3 + I_5 + I_7}} = \overline{\bar{I}_1\ \bar{I}_3\ \bar{I}_5\ \bar{I}_7}$$

4）由逻辑表达式画出逻辑电路图。由逻辑表达式画出的逻辑电路图如图 13-36 所示。

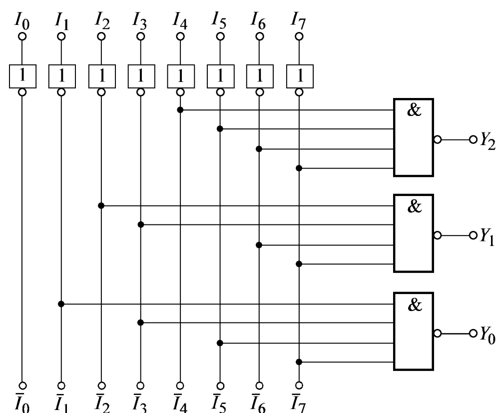


图 13-36　编码器的逻辑电路图

（2）二-十进制编码器

二-十进制编码器是将十进制的10个数码0、1、2、3、4、5、6、7、8、9（或其他十个信息）编成二进制代码的逻辑电路。这种二进制代码又称为二-十进制代码，简称BCD码。二-十进制编码器应当是10/4线编码器，即有10个输入端、4个输出端，该编码器的真值表见表13-19。读者可根据该表自己设计编码器。

表13-19　二-十进制编码器的真值表

输　入	输　出				输　入	输　出			
十进制数	Y_3	Y_2	Y_1	Y_0	十进制数	Y_3	Y_2	Y_1	Y_0
0(I_0)	0	0	0	0	5(I_5)	0	1	0	1
1(I_1)	0	0	0	1	6(I_6)	0	1	1	0
2(I_2)	0	0	1	0	7(I_7)	0	1	1	1
3(I_3)	0	0	1	1	8(I_8)	1	0	0	0
4(I_4)	0	1	0	0	9(I_9)	1	0	0	1

（3）优先编码器

上述二进制和二-十进制编码器虽然比较简单，但当两个或更多个输入信号同时有效时其输出将是混乱的。在数字系统中，特别是在计算机系统中，常常要控制几个工作对象，因此，当存在几个工作对象同时发出服务请求的可能，而在同一时刻只能给其中一个工作对象发出允许操作的信号时，必须根据轻重缓急，规定好这些控制对象允许操作的先后次序，即优先级别。对多个请求信号的优先级别进行编码的逻辑部件称为优先编码器（Priority Encoder）。常用的优先编码器有74LS148 8/3线优先编码器，74LS147 10/4线8421BCD优先编码器等。下面对74LS148的工作原理加以分析。

74LS148的功能表见表13-20。

表13-20　74LS148优先编码器的功能表

输　入									输　出				
$\overline{S}$	$\overline{I}_7$	$\overline{I}_6$	$\overline{I}_5$	$\overline{I}_4$	$\overline{I}_3$	$\overline{I}_2$	$\overline{I}_1$	$\overline{I}_0$	$\overline{Y}_2$	$\overline{Y}_1$	$\overline{Y}_0$	$\overline{Y}_S$	$\overline{Y}_{EX}$
1	×	×	×	×	×	×	×	×	1	1	1	1	1
0	0	×	×	×	×	×	×	×	0	0	0	1	0
0	1	0	×	×	×	×	×	×	0	0	1	1	0
0	1	1	0	×	×	×	×	×	0	1	0	1	0
0	1	1	1	0	×	×	×	×	0	1	1	1	0
0	1	1	1	1	0	×	×	×	1	0	0	1	0
0	1	1	1	1	1	0	×	×	1	0	1	1	0
0	1	1	1	1	1	1	0	×	1	1	0	1	0
0	1	1	1	1	1	1	1	0	1	1	1	1	0
0	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	0	1

由上表可知，74LS148有八个输入端$\overline{I}_7 \sim \overline{I}_0$，一个输入控制端$\overline{S}$，三个输出端$\overline{Y}_2 \sim \overline{Y}_0$，

用于扩展的输出端 $\overline{Y}_S$ 和 $\overline{Y}_{EX}$。当 $\overline{S}=1$ 时，电路处于禁止状态，即禁止编码，输出端均为高电平。当 $\overline{S}=0$ 时，电路处于编码状态，即允许编码。只有当 $\overline{I}_7$、$\overline{I}_6$、$\overline{I}_5$、$\overline{I}_4$、$\overline{I}_3$、$\overline{I}_2$、$\overline{I}_1$、$\overline{I}_0$ 均为 1 时，$\overline{Y}_S$ 才为 0，其余情况 $\overline{Y}_S$ 均为 1，故 $\overline{Y}_S=0$ 表示“电路工作，但无编码输入”；当编码输入 $\overline{I}_7 \sim \overline{I}_0$ 至少有一个为有效电平时，$\overline{Y}_{EX}=0$，表示“电路工作，且有编码输入”。

当 $\overline{S}=0$ 时，分析表中 $\overline{I}_7 \sim \overline{I}_0$ 的优先级别。例如，对于 $\overline{I}_0$，只有当 $\overline{I}_7$、$\overline{I}_6$、$\overline{I}_5$、$\overline{I}_4$、$\overline{I}_3$、$\overline{I}_2$、$\overline{I}_1$ 均为 1，即均为无效电平输入，且 $\overline{I}_0$ 为 0 时，输出为 111；对于 $\overline{I}_7$，当其为 0 时，无论其他七个输入是否为有效电平输入，输出均为 000。由此可知，$\overline{I}_7$ 的优先级别高于 $\overline{I}_0$ 的优先级别，且这八个输入优先级别的高低次序依次为 $\overline{I}_7$、$\overline{I}_6$、$\overline{I}_5$、$\overline{I}_4$、$\overline{I}_3$、$\overline{I}_2$、$\overline{I}_1$、$\overline{I}_0$，下角标号码越大的优先级别越高。

3. 译码器

译码是编码的逆过程，译码器（Decoder）的功能是将每个输入的二进制代码译成对应的输出高、低电平信号。对每一种可能的输入组合，有一个且仅有一个输出信号为有效电平。有时将一种输入代码变换成另外一种形式的输出也可称为译码，例如，数字显示译码器。常用的译码器有二进制译码器、二-十进制译码器和显示译码器三类。

（1）二进制译码器

二进制译码器的输入是一组二进制代码，输出是一组与输入代码一一对应的高、低电平信号。图 13-37 所示为三位二进制译码器的框图。

输入的三位二进制代码共有八种状态，译码器将输入代码译成对应的一根输出线上的高、低电平信号。该译码器也叫作 3/8 线译码器。当输入为一组三位二进制代码时，输出端有一个为高电平，其他均为低电平。

常用的集成 3/8 线译码器是 74LS138。74LS138 的逻辑符号如图 13-38 所示。

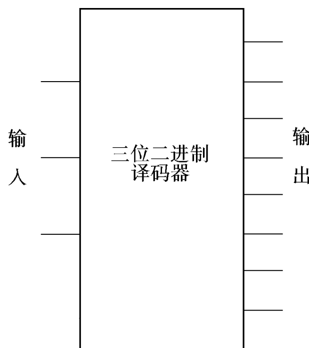


图 13-37　三位二进制译码器框图

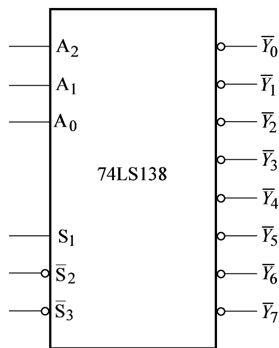


图 13-38　3/8 线译码器 74LS138 逻辑符号

表 13-21 是 74LS138 的功能表。

表 13-21　74LS138 的功能表

输入					输出							
S_1	$\overline{S}_2+\overline{S}_3$	A_2	A_1	A_0	$\overline{Y}_0$	$\overline{Y}_1$	$\overline{Y}_2$	$\overline{Y}_3$	$\overline{Y}_4$	$\overline{Y}_5$	$\overline{Y}_6$	$\overline{Y}_7$
0	×	×	×	×	1	1	1	1	1	1	1	1
×	1	×	×	×	1	1	1	1	1	1	1	1

（续）

输　入					输　出							
S_1	$\bar{S}_2+\bar{S}_3$	A_2	A_1	A_0	$\bar{Y}_0$	$\bar{Y}_1$	$\bar{Y}_2$	$\bar{Y}_3$	$\bar{Y}_4$	$\bar{Y}_5$	$\bar{Y}_6$	$\bar{Y}_7$
1	0	0	0	0	0	1	1	1	1	1	1	1
1	0	0	0	1	1	0	1	1	1	1	1	1
1	0	0	1	0	1	1	0	1	1	1	1	1
1	0	0	1	1	1	1	1	0	1	1	1	1
1	0	1	0	0	1	1	1	1	0	1	1	1
1	0	1	0	1	1	1	1	1	1	0	1	1
1	0	1	1	0	1	1	1	1	1	1	0	1
1	0	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	0

74LS138 有三个控制端 S_1、$\bar{S}_2$ 和 $\bar{S}_3$。当 $S_1=1$、$\bar{S}_2+\bar{S}_3=0$ 时，输出 $\bar{Y}_7 \sim \bar{Y}_0$ 总有一个被拉至低电平，译码器处于工作状态。否则，译码器被禁止，所有的输出端被封锁在高电平。这三个控制端也叫做“片选”输入端，利用片选的作用可以将多片 74LS138 连接起来以扩展译码器的功能。

74LS138 的输出与输入的关系由下式说明：

$$\left.\begin{aligned}
\bar{Y}_0 &= \overline{\bar{A}_2\bar{A}_1\bar{A}_0} = \bar{m}_0\\
\bar{Y}_1 &= \overline{\bar{A}_2\bar{A}_1A_0} = \bar{m}_1\\
\bar{Y}_2 &= \bar{A}_2A_1\bar{A}_0 = \bar{m}_2\\
\bar{Y}_3 &= \bar{A}_2A_1A_0 = \bar{m}_3\\
\bar{Y}_4 &= A_2\bar{A}_1\bar{A}_0 = \bar{m}_4\\
\bar{Y}_5 &= A_2\bar{A}_1A_0 = \bar{m}_5\\
\bar{Y}_6 &= A_2A_1\bar{A}_0 = \bar{m}_6\\
\bar{Y}_7 &= A_2A_1A_0 = \bar{m}_7
\end{aligned}\right\}\tag{13-1}$$

由式（13-1）可以看出，芯片的输出同时又是这三个变量的全部最小项的译码输出，所以也把这种译码器叫作最小项译码器。

例 13-19　图 13-39 是 74LS138 3/8 线译码器和与非门组成的组合逻辑电路。试写出图示电路的输出 Y 的逻辑表达式。

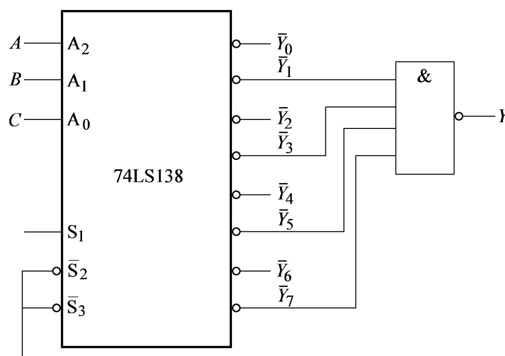


图 13-39　例 13-19 图

解：由图 13-39 可知

$$Y=\overline{\bar{Y}_1\bar{Y}_3\bar{Y}_5\bar{Y}_7}$$

由式（13-1）可知

$$\bar{Y}_1=\overline{\bar{A}_2\bar{A}_1A_0}=\bar{m}_1,\quad \bar{Y}_3=\overline{\bar{A}_2A_1A_0}=\bar{m}_3,$$

$$\bar{Y}_5=\overline{A_2\bar{A}_1A_0}=\bar{m}_5\bar{Y}_7=\overline{A_2A_2A_0}=\bar{m}_7$$

因此

$$\begin{aligned}Y&=\overline{\bar{Y}_1\bar{Y}_3\bar{Y}_5\bar{Y}_7}=Y_1+Y_3+Y_5+Y_7\\&=m_1+m_3+m_5+m_7\end{aligned}$$

$$=\overline{A}\,\overline{B}C+\overline{A}BC+A\overline{B}C+ABC$$

化简可得

$$Y=C$$

（2）二-十进制译码器

二-十进制译码器的逻辑功能是将输入 BCD 码的十个代码译成十个高、低电平输出信号。74LS42 是常用的二-十进制译码器，其逻辑符号如图 13-40 所示。

表 13-22 是 74LS42 的功能表。

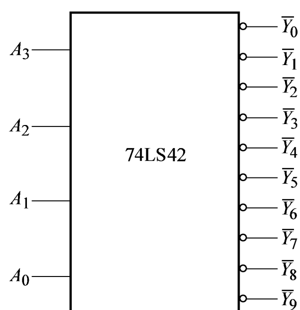


图 13-40　二-十进制译码器逻辑符号

表 13-22　74LS42 的功能表

序号	输入				输出									
	A_3	A_2	A_1	A_0	$\overline{Y}_0$	$\overline{Y}_1$	$\overline{Y}_2$	$\overline{Y}_3$	$\overline{Y}_4$	$\overline{Y}_5$	$\overline{Y}_6$	$\overline{Y}_7$	$\overline{Y}_8$	$\overline{Y}_9$
0	0	0	0	0	0	1	1	1	1	1	1	1	1	1
1	0	0	0	1	1	0	1	1	1	1	1	1	1	1
2	0	0	1	0	1	1	0	1	1	1	1	1	1	1
3	0	0	1	1	1	1	1	0	1	1	1	1	1	1
4	0	1	0	0	1	1	1	1	0	1	1	1	1	1
5	0	1	0	1	1	1	1	1	1	0	1	1	1	1
6	0	1	1	0	1	1	1	1	1	1	0	1	1	1
7	0	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	0	1	1
8	1	0	0	0	1	1	1	1	1	1	1	1	0	1
9	1	0	0	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	0
伪码	1	0	1	0	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1
	1	0	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1
	1	1	0	0	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1
	1	1	0	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1
	1	1	1	0	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1
	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1

由表 13-22 可知，74LS42 有 $A_3\sim A_0$ 共四个输入端，$\overline{Y}_9\sim\overline{Y}_0$ 共十个输出端，没有使能端。二-十译码器的输出以低电平为有效电平。每输入一组 8421BCD 码，$\overline{Y}_9\sim\overline{Y}_0$ 中总有一个而且仅有一个有效电平（低电平）与之对应。当输入 $A_3A_2A_1A_0=0000$ 时，输出 $\overline{Y}_0=0$，$\overline{Y}_9\sim\overline{Y}_1$ 全部为 1。当输入为 8421BCD 码以外的六个伪码时，译码器不译码，即输出 $\overline{Y}_9\sim\overline{Y}_0$ 全部为高电平。

如果将 74LS42 的 A_3 接地，此时 4/10 线译码器可当作 3/8 线译码器使用。

（3）显示译码器

1）半导体七段数码管。半导体七段数码管是分段式半导体显示器件，主要由条形发光二极管组成。常见的半导体数码管为七段字形结构，并分为共阳极（见图 13-41a）和共阴极（见图 13-41b）两种类型。其原理如图 13-41 所示。

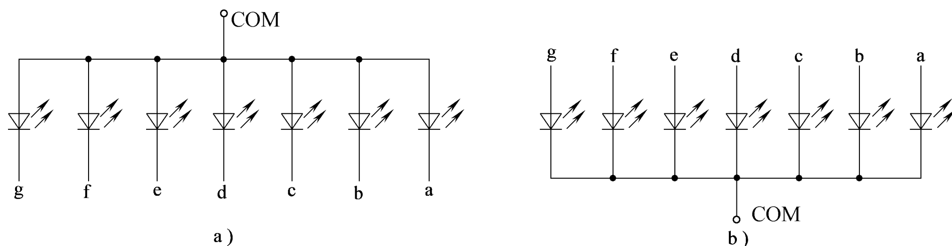


图 13-41　数码管两种工作方式原理

共阳极数码管的各个发光二极管的阳极连接在一起作为公共端，使用时接到电压源上，而各个二极管的阴极接数码管的各个显示段。例如，当a为0时，与a对应的发光二极管因正向导通而发光。对于共阴极数码管，其各个发光二极管的阴极连接在一起作为公共端，使用时接低电位，而各个二极管的阳极接数码管的各个显示段。例如，当a为1时，与a对应的发光二极管因正向导通发光。

七段字符型数码管共有a、b、c、d、e、f、g七个段，其外形结构与显示的数字码形如图13-42所示。图13-42a为外形结构，图13-42b为显示的数码字形。

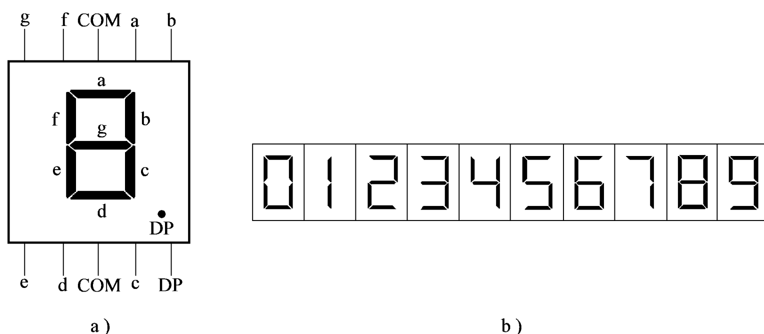


图13-42　七段字符型数码管的外形结构与显示的数字码形

a）外形结构　b）显示的数码字形

半导体七段数码管的优点是工作电压低、体积小、寿命长、可靠性高、响应时间短、亮度高，缺点是工作电流大，每字段约为10mA。

2）液晶显示器。液晶是既有液体的流动性，又有某些光学特性的有机化合物，它的透明度和颜色受外电场的控制。利用这一特点，可做成电场控制的七段液晶数码显示器，其字形同半导体七段数码管相同。这种显示器在没有外加电场时，液晶分子排列整齐，入射的光线大部分被反射回来，液晶为透明状态，显示器呈白色。当在相应字段的电极上加上电压后，液晶中的分子因电离产生正离子，这些正离子在电场作用下运动，并不断撞击其他液晶分子，从而破坏了液晶分子的整齐排列，原来透明的液晶变成了暗灰色，显示出相应的数字。当外加电压撤掉时，液晶分子又恢复到整齐排列的状态，显示的数字也随之消失。

液晶显示器的主要优点是功耗极小，工作电压低。它的主要缺点是亮度较差，响应速度慢。

3）七段显示译码器。七段显示译码器就是一种能将BCD代码转换成七段显示所需要的驱动信号的逻辑电路。它的输入为8421BCD码D、C、B、A，输出为Y_a、Y_b、Y_c、Y_d、Y_e、Y_f、Y_g，七个信号分别驱动七段显示器的七个光段，因而也称为4线/7段译码器。七段显示译码器按其输出有效电平不同，即使灯“点亮”的驱动电平不同，可分为输出低电平有效和输出高电平有效两大类。图13-43为74LS48七段显示译码器的逻辑符号。它输出高电平有效，因此可与共阴极七段显示器配合使用。若七段显示译码器为输出低电平有效，如74LS47，则应与共阳极七段显示器配合使用。表13-23是74LS48的功能表。

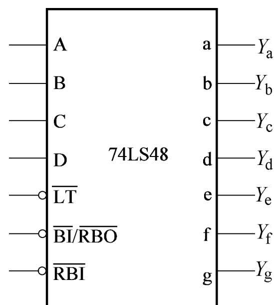


图13-43　74LS48七段显示译码器的逻辑符号

表 13-23　74LS48 的功能表

十进制数或功能	输入						$\overline{BI}/\overline{RBO}$	输出							显示
	$\overline{LT}$	$\overline{RBI}$	D	C	B	A		a	b	c	d	e	f	g	
0	1	1	0	0	0	0	1	1	1	1	1	1	1	0	0
1	1	×	0	0	0	1	1	0	1	1	0	0	0	0	1
2	1	×	0	0	1	0	1	1	1	0	1	1	0	1	2
3	1	×	0	0	1	1	1	1	1	1	1	0	0	1	3
4	1	×	0	1	0	0	1	0	1	1	0	0	1	1	4
5	1	×	0	1	0	1	1	1	0	1	1	0	1	1	5
6	1	×	0	1	1	0	1	0	0	1	1	1	1	1	6
7	1	×	0	1	1	1	1	1	1	1	0	0	0	0	7
8	1	×	1	0	0	0	1	1	1	1	1	1	1	1	8
9	1	×	1	0	0	1	1	1	1	1	0	0	1	1	9
灭灯	×	×	×	×	×	×	0	0	0	0	0	0	0	0	全灭
灭零	1	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	全灭
试灯	0	×	×	×	×	×	1	1	1	1	1	1	1	1	8

由表 13-23 可知，74LS48 的 D、C、B、A 四个数码输入端输入的是 8421BCD 码。$Y_a \sim Y_g$ 为七个输出端，输出的是七位二进制代码，高电平有效。输出代码中的“1”对应的七段显示器的线段亮，“0”对应的七段显示器的线段不亮。$\overline{LT}$为试灯输入端，低电平有效，用于检查七段显示器各段是否正常发光。当$\overline{LT}=0$ 时，无论数码输入端 D、C、B、A 为何状态，输出端 $Y_a \sim Y_g$ 全为高电平，可使被驱动显示器的七段同时点亮，由此可判断七段显示器的各段能否正常发光。此时$\overline{BI}/\overline{RBO}$作输出端，输出高电平。七段显示译码器工作时，需置$\overline{LT}=1$。$\overline{RBI}$为灭零输入端，低电平有效。当$\overline{LT}=1$、$DCBA=0000$ 时，七段显示器应显示数字 0。此时，若使$\overline{RBI}=0$ 便可使这个 0 熄灭。即$\overline{RBI}$的作用是将多余的 0 熄灭。$\overline{BI}/\overline{RBO}$为灭灯输入、灭 0 输出端，低电平有效。这是一个双功能的输入、输出端。$\overline{BI}/\overline{RBO}$作为输入端使用时称其为灭灯输入控制端。当$\overline{BI}=0$ 时，无论$\overline{LT}$、$\overline{RBI}$、D、C、B、A 为何状态，输出端 $Y_a \sim Y_g$ 均为低电平，即七段显示器各段同时被熄灭。当译码器工作时，$\overline{BI}=1$。$\overline{BI}/\overline{RBO}$作为输出端使用时，称为灭 0 输出端。只有当$\overline{LT}=1$、$DCBA=0000$、$\overline{RBI}=0$ 时，$\overline{RBO}$才会输出低电平。

4. 数值比较器

在数字电路中，经常需要对两个位数相同的二进制数进行比较，以判断它们的相对大小或者是否相等，用来实现这一功能的逻辑电路称为数值比较器（Digital Comparator）。一位数值比较器的逻辑符号如图 13-44 所示。其功能表见表 13-24。

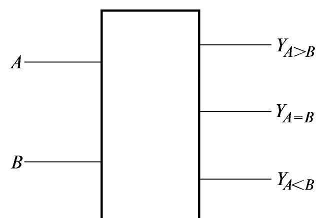


图 13-44　一位数值比较器的逻辑符号

5. 数据选择器

数据选择器又称为数字多路选择器（Digital Multiplexer）或多路开关，是从多路数据中选择其中的一路作为输出。数据选择器工作示意图如图 13-45 所示。

表 13-24　一位数值比较器的功能表

A	B	$Y_{A>B}$	$Y_{A=B}$	$Y_{A<B}$
0	0	0	1	0
0	1	0	0	1
1	0	1	0	0
1	1	0	1	0

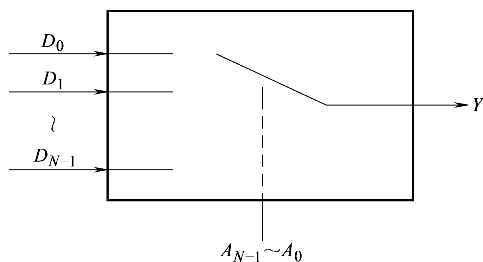


图 13-45　数据选择器工作示意图

图 13-45 中，$D_{N-1}\sim D_0$ 叫做数据输入端，$A_{N-1}\sim A_0$ 叫做地址输入端，Y 叫做数据输出端。Y 在任一时刻输出 $D_{N-1}\sim D_0$ 中的其中一路数据，输出哪一路由地址端 $A_{N-1}\sim A_0$ 决定。四选一数据选择器有 74LS153 等，八选一数据选择器有 74LS151 等。

74LS151 八选一数据选择器的功能表见表 13-25。

由表 13-25 可以看出，74LS151 有三个地址输入端，八个数据输入端，两个数据输出端。两个数据输出端为互非关系。根据功能表 13-25，可以写出输出 Y 的表达式

$$Y=(\overline{A}_2\overline{A}_1\overline{A}_0D_0+\overline{A}_2\overline{A}_1A_0D_1+\overline{A}_2A_1\overline{A}_0D_2+\overline{A}_2A_1A_0D_3+A_2\overline{A}_1\overline{A}_0D_4+A_2\overline{A}_1A_0D_5+A_2A_1\overline{A}_0D_6+A_2A_1A_0D_7)S \quad (13\text{-}2)$$

74LS151 的逻辑符号如图 13-46 所示。

表 13-25　74LS151 的功能表

输　入				输　出	
$\overline{S}$	A_2	A_1	A_0	Y	$\overline{Y}$
1	×	×	×	0	1
0	0	0	0	D_0	$\overline{D}_0$
0	0	0	1	D_1	$\overline{D}_1$
0	0	1	0	D_2	$\overline{D}_2$
0	0	1	1	D_3	$\overline{D}_3$
0	1	0	0	D_4	$\overline{D}_4$
0	1	0	1	D_5	$\overline{D}_5$
0	1	1	0	D_6	$\overline{D}_6$
0	1	1	1	D_7	$\overline{D}_7$

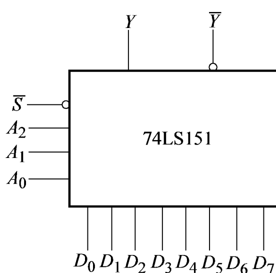


图 13-46　74*LS*151 八选一数据选择器的逻辑符号

例 13-20　八选一数据选择器电路如图 13-47 所示，其中 ABC 为地址，$D_0\sim D_7$ 为数据输入，试写出输出 Y 的逻辑表达式。

解：由式（13-2）可得

$$\begin{aligned}Y&=(\overline{A}_2\overline{A}_1\overline{A}_0D_0+\overline{A}_2\overline{A}_1A_0D_1+\overline{A}_2A_1\overline{A}_0D_2+\overline{A}_2A_1A_0D_3+A_2\overline{A}_1\overline{A}_0D_4+A_2\overline{A}_1A_0D_5+\\&\quad A_2A_1\overline{A}_0D_6+A_2A_1A_0D_7)S\\&=\overline{A}\,\overline{B}\,\overline{C}+\overline{A}\,\overline{B}\,C+\overline{A}BC+A\,\overline{B}C+AB\,\overline{C}+ABC\\&=\Sigma m(0,1,3,5,6,7)\end{aligned}$$

卡诺图化简如图 13-48 所示。

由图 13-48 写出最简与或式为 $Y=\overline{A}\,\overline{B}+AB+C$。

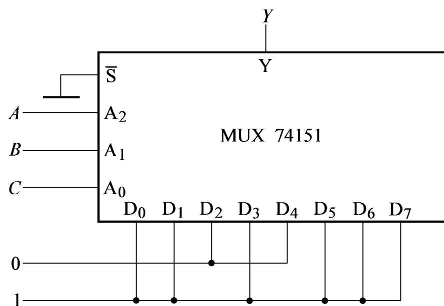


图 13-47　例 13-20 的电路图

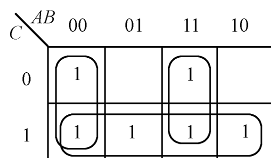


图 13-48　例 13-20 的卡诺图

练习与思考题

13-5-1　什么是编码器？什么是译码器？两者有何不同？

13-5-2　优先编码器和普通编码器有何区别？

13-5-3　74LS48 能否驱动共阳极数码管？

13-5-4　什么是数据选择器？三地址的数据选择器与 3/8 线译码器在实现三个变量逻辑函数时有何不同？

13-5-5　组合逻辑电路的一般分析步骤有如图 13-49 所示的流程图，请在方框内填上适当的文字。

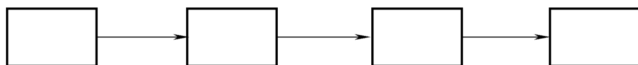


图 13-49　组合逻辑电路的一般分析步骤的流程图

13-5-6　用门电路设计逻辑电路的一般步骤有如图 13-50 所示的流程图，请在方框内填上适当的文字。



图 13-50　组合逻辑电路的一般设计步骤的流程图

13.6　双稳态触发器

组合逻辑电路在任何时刻的输出状态仅由该时刻的输入状态决定，与电路的原状态无关，即组合逻辑电路没有记忆功能。若电路在任何时刻的输出状态不仅与该时刻的输入信号有关，而且与电路的原状态有关，则这样的电路称为时序逻辑电路。时序逻辑电路一般包括组合逻辑电路和具有记忆功能的存储电路即触发器（Flip-Flop）。典型的时序逻辑电路有寄存器（Register）、计数器（Counter）等。

触发器是数字系统中的基本单元，具有存储功能，它能够存储一位二进制数字，常作为存储器的基本存储单元。因此，它是一个具有记忆功能的基本数字逻辑电路。触发器按工作状态分为双稳态触发器（Bistable Flip-Flop）、单稳态触发器（Monostable Flip-Flop）和无稳态触发器（Astable Oscillator）。双稳态触发器按结构分为基本触发器、同步触发器、主从触

发器和边沿触发器；按逻辑功能分为基本 RS 触发器、JK 触发器、D 触发器、T 触发器和 T′触发器。本节介绍双稳态触发器。

双稳态触发器有两个特点：①输出有两个稳定状态 0 和 1；②在适当的触发信号作用下，输出可由一种稳定状态转换到另一种稳定状态，在触发信号消失后，输出可维持现有状态不变。

13.6.1 RS 触发器

RS 触发器可由与非门、或非门、与或非门等构成，本书介绍由与非门构成的 RS 触发器。

1. 基本 RS 触发器

基本 RS 触发器由两个与非门 G_1 和 G_2 交叉连接而成，如图 13-51 所示。$\overline{S}_D$ 和 $\overline{R}_D$ 是输入端，Q 和 $\overline{Q}$ 是输出端。在正常条件下，两个输出端能保持互非的状态。一般把 Q 的状态规定为触发器的状态。基本 RS 触发器的逻辑符号如图 13-52 所示。

Q^n（现态）：触发器接收输入信号之前的状态，也就是触发器原来的稳定状态。

Q^{n+1}（次态）：触发器接收输入信号之后所处的新的稳定状态。

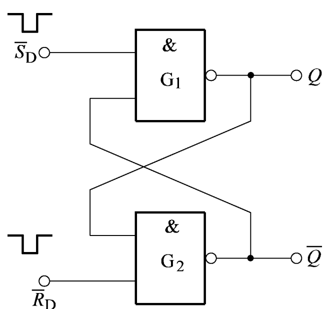


图 13-51 与非门构成的基本 RS 触发器

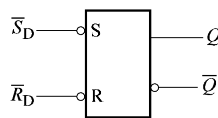


图 13-52 基本 RS 触发器的逻辑符号

下面来分析基本 RS 触发器的状态转换和逻辑功能：

1）当 $\overline{S}_D=1$、$\overline{R}_D=0$ 时，与非门 G_2 有一个输入端为 0，所以其输出端 $\overline{Q}=1$；而此时与非门 G_1 的两个输入端全为 1，故其输出端 $Q=0$，即触发器处于 0 状态，这种情况也称为触发器置 0 或复位。在负脉冲除去后，触发器的状态保持不变，实现存储或记忆功能。

2）当 $\overline{S}_D=0$、$\overline{R}_D=1$ 时，与非门 G_1 有一个输入端为 0，所以其输出端 $Q=1$；而与非门 G_2 的两个输入端全为 1，故其输出端 $\overline{Q}=0$，即此时触发器处于 1 状态。这种情况也称为触发器置 1 或置位。在负脉冲除去后，触发器的状态也保持不变。

3）当 $\overline{S}_D=1$、$\overline{R}_D=1$ 时，两个与非门的工作状态不受影响，各自的输出状态保持不变，即触发器保持原状态不变。

4）当 $\overline{S}_D=0$、$\overline{R}_D=0$ 时，显然这时两个输出端 Q 和 $\overline{Q}$ 都为 1。根据对触发器状态的规定，它既不是 1 状态，也不是 0 状态，这与双稳态触发器两个输出端应该互非的要求相矛盾。而在输入信号除去后，触发器将由各种偶然因素决定其最终状态。因此这种情况在使用中应禁止出现。

基本 RS 触发器的功能表见表 13-26。

表 13-26　与非门构成的基本 RS 触发器的功能表

$\overline{S}_D$	$\overline{R}_D$	Q	说　明	$\overline{S}_D$	$\overline{R}_D$	Q	说　明
1	0	0	置“0”	1	1	不变	保持
0	1	1	置“1”	0	0	不定	禁止

根据表 13-26 可得出基本 RS 触发器的输出状态方程（Equation of State）为

$$\left.\begin{aligned} Q^{n+1} &= S_D + \overline{R}_D Q^n \\ \overline{S}_D + \overline{R}_D &= 1\ （约束条件） \end{aligned}\right\} \tag{13-3}$$

例 13-21　基本 RS 触发器如图 13-52 所示。输入端 $\overline{S}_D$、$\overline{R}_D$ 的波形如图 13-53 所示。试画出输出端波形。

解：输出端波形如图 13-53 所示。

图 13-53　例 13-21 图

2. 同步 RS 触发器

基本 RS 触发器的输出状态直接受输入信号控制，只要输入信号变化，输出就随之变化。在实际应用中，一个数字系统常包含多个触发器，希望各触发器能按一定的时间节拍，协调一致地工作。这就要求系统能有一个控制信号（称之为时钟脉冲）来控制各触发器的翻转，至于翻转到什么状态，由 R、S 决定，这就是同步 RS 触发器，如图 13-54 所示。所谓同步就是指触发器状态的改变与时钟脉冲 CP 同步进行。

当 $CP=0$ 时，G_3、G_4 均被封锁，不论 R、S 信号如何变化，G_3、G_4 的输出信号均为 1，G_1、G_2 组成的基本 RS 触发器状态保持不变。当 $CP=1$ 时，G_3、G_4 均被打开，G_3、G_4 的输出就是 R、S 信号取反，这时的同步 RS 触发器就等同于基本 RS 触发器，只是 R、S 需要输入正脉冲，通过 G_3 和 G_4 后才能转换成 G_1 和 G_2 所需要的负脉冲。

同步 RS 触发器的逻辑符号如图 13-55 所示。

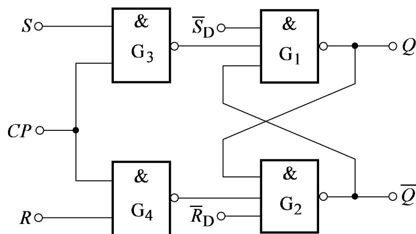


图 13-54　同步 RS 触发器逻辑电路图

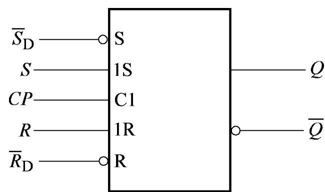


图 13-55　同步 RS 触发器的逻辑符号

由图 13-55 可以看到，触发器的输入端有 CP、S、R、$\overline{S}_D$ 和 $\overline{R}_D$。这几个信号的优先级是不同的。触发器的优先级由高到低依次为：①$\overline{S}_D$ 和 $\overline{R}_D$；②CP；③触发信号端：S 和 R。

$\overline{S}_D$ 叫作直接置位端，为低电平时，触发器置 1。$\overline{R}_D$ 叫作直接复位端，为低电平时，触发器置 0。当 $\overline{S}_D$ 和 $\overline{R}_D$ 都为高电平时，触发器在 $CP=1$ 期间随触发信号的改变而改变状态，在 $CP=1$ 期间处于保持状态。

由逻辑电路图可得出同步 RS 触发器的功能表，见表 13-27。

表 13-27　同步 RS 触发器的功能表

CP	S	R	Q^{n+1}	说　明	CP	S	R	Q^{n+1}	说　明
0	×	×	Q^n	保持	1	1	0	1	置“1”
1	0	0	Q^n	保持	1	1	1	不定	禁止
1	0	1	0	置“0”					

由表 13-27 可以得出同步 RS 触发器的状态方程为

$$\left.\begin{aligned}&Q^{n+1}=S+\overline{R}Q^n\\&SR=0\ (\text{约束条件})\end{aligned}\right\}\qquad(13\text{-}4)$$

例 13-22　同步 RS 触发器的输入 S、R 和 CP 的波形如图 13-56 所示。$\overline{S}_D=\overline{R}_D=1$。触发器的初始状态为 0。试画出输出端波形。

解：输出端波形如图 13-56 所示。

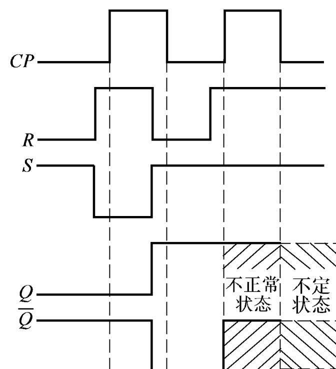


图 13-56　例 13-22 图

13.6.2　JK 触发器

同步触发器除了有 RS，还有 D、JK 等其他的逻辑功能。但同步触发器是当 $CP=1$ 时触发器工作，当 $CP=0$ 时触发器处于保持状态。这种触发方式叫做高电平触发（与之对应的还有低电平触发）。这种类型的触发器有一个缺点：当 $CP=1$触发器工作期间，如果输入端有多次变化，则触发器的输出会根据输入的变化进行翻转。这种在时钟信号有效期间多次翻转的现象叫做空翻。为了避免这种空翻现象，必须在触发器结构上采取措施以限制触发器的翻转时刻。在实际的触发器产品中，是通过维持阻塞型、主从型、边沿型等几种结构类型来将触发器的翻转时刻限定在 CP 脉冲的边沿，即上升沿或下降沿，并在触发方式上分为上升沿触发和下降沿触发。

图 13-57 所示为主从结构的 JK 触发器，其逻辑符号如图 13-58 所示。

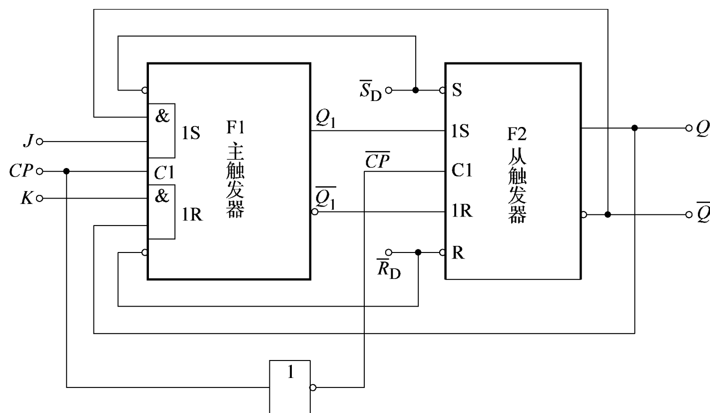


图 13-57　主从结构的 JK 触发器

下降沿触发的边沿型 JK 触发器的逻辑符号如图 13-59 所示。

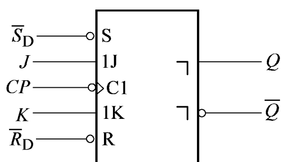


图 13-58　主从结构的 JK 触发器逻辑符号

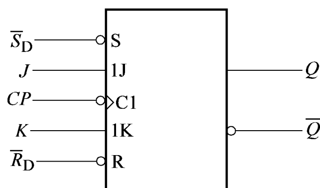


图 13-59　下降沿触发的边沿型 JK 触发器逻辑符号

JK 触发器的功能表见表 13-28。

表 13-28　JK 触发器的功能表

CP	J	K	Q^{n+1}	说　明	CP	J	K	Q^{n+1}	说　明
↓	0	0	Q^n	保持	↓	1	0	1	置“1”
↓	0	1	0	置“0”	↓	1	1	$\overline{Q}_n$	翻转

由表 13-28 可写出 JK 触发器的状态方程为

$$Q^{n+1}=J\overline{Q}^n+\overline{K}Q^n \tag{13-5}$$

例 13-23　主从 JK 触发器的输入 J、K 和 CP 的波形如图 13-60 所示。$\overline{S}_D=\overline{R}_D=1$。触发器的初始状态为 0。画出输出端波形。

解：输出端波形如图 13-60 所示。

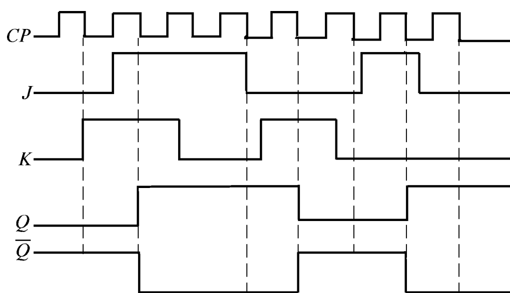


图 13-60　例 13-23 图

13.6.3　D 触发器

图 13-61 所示为维持阻塞结构的 D 触发器，其逻辑符号如图 13-62 所示。

D 触发器的功能表见表 13-29。

由表 13-29 可写出 D 触发器的状态方程为

$$Q^{n+1}=D \tag{13-6}$$

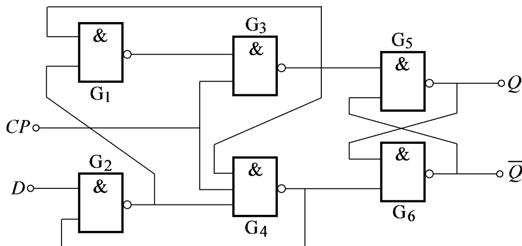


图 13-61　维持阻塞结构的 D 触发器

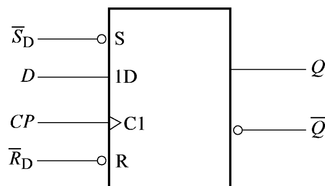


图 13-62　D 触发器逻辑符号

例 13-24　触发器如图 13-62 所示。输入端 D 和 CP 的波形如图 13-63 所示。$\overline{S}_D=\overline{R}_D=1$。触发器的初始状态为 0。画出输出端波形。

解：输出端波形如图 13-63 所示。

表 13-29 D 触发器的功能表

CP	D	Q^{n+1}	说 明
↑	0	0	置"0"
↑	1	1	置"1"

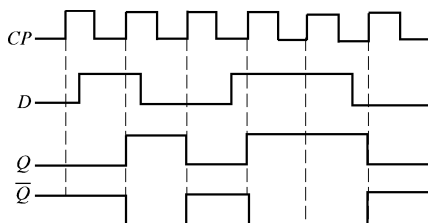


图 13-63 例 13-24 图

13.6.4 T 触发器

下降沿触发的 T 触发器的逻辑符号如图 13-64 所示，功能表见表 13-30。

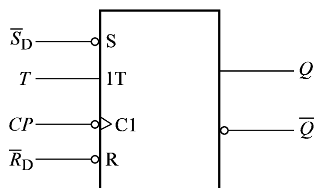


图 13-64 下降沿触发的 T 触发器的逻辑符号

表 13-30 T 触发器的功能表

CP	T	Q^{n+1}	说 明
↓	0	Q^n	保持
↓	1	$\overline{Q}^n$	翻转

由表 13-30 可知，T 触发器的状态方程为

$$Q^{n+1}=T\oplus Q^n \tag{13-7}$$

当 $T=1$ 称为 T′触发器，其状态方程为 $Q^{n+1}=\overline{Q}^n$。

例 13-25 触发器如图 13-64 所示。输入端 T 和 CP 的波形如图 13-65 所示。$\overline{S}_D=\overline{R}_D=1$。触发器的初始状态为 0。画出输出端波形。

解： 输出端波形如图 13-65 所示。

13.6.5 几种触发器的转换

上述几种触发器可以进行转换，下面举例说明。

1. JK 触发器转换为 D 触发器

由式（13-5）和式（13-6）可知

$$Q^{n+1}=D=D(\overline{Q^n}+Q^n)=D\,\overline{Q^n}+DQ^n=J\,\overline{Q^n}+\overline{K}Q^n$$

因此，$J=D$，$K=\overline{D}$。JK 触发器转换为 D 触发器的电路如图 13-66 所示。

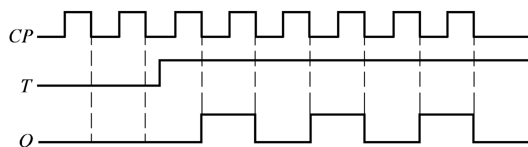


图 13-65 例 13-25 图

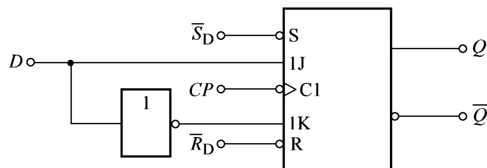


图 13-66 JK 触发器转换为 D 触发器的电路

2. JK 触发器转换为 T 触发器

由式（13-5）和式（13-7）可知

$$Q^{n+1}=T\oplus Q^n=T\,\overline{Q^n}+\overline{T}Q^n=J\,\overline{Q^n}+\overline{K}Q^n$$

因此，$J=T$，$K=T$。JK 触发器转换为 T 触发器的电路如图 13-67 所示。

3. D 触发器转换为 T 触发器

由式（13-6）和式（13-7）可知

$$Q^{n+1}=T\oplus Q^n=D$$

因此，$D=T\oplus Q^n$。D 触发器转换为 T 触发器的电路如图 13-68 所示。

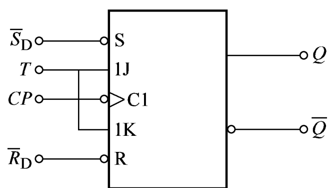


图 13-67　JK 触发器转换为 T 触发器的电路

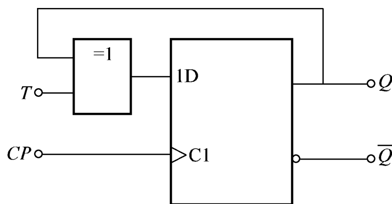


图 13-68　D 触发器转换为 T 触发器的电路

练习与思考题

13-6-1　通过基本 RS 触发器的置 1 和置 0 过程说明，在置 1 和置 0 负脉冲消失之后，触发器为什么能够保持 1 或 0 状态不变？如何理解触发器具有“记忆”功能？

13-6-2　同步 RS 触发器在电路结构上有什么特点？时钟脉冲 CP 的作用是什么？

13-6-3　什么是电平触发方式？电平触发方式的特点是什么？

13-6-4　什么是边沿触发方式？边沿触发方式的特点是什么？

13-6-5　触发器的 $\overline{S}_D$ 和 $\overline{R}_D$ 两个输入端各起什么作用？它们与同步 RS 触发器中 R 和 S 两个输入端的作用有什么不同？

13-6-6　TTL 边沿 RS 触发器的输入端可否悬空？TTL 边沿 JK 触发器的输入端可否悬空？为什么？

13-6-7　哪种触发器有“空翻”现象？

13-6-8　什么是触发器的现态和次态？说明现态如何转变为次态。

13.7　寄存器与计数器

寄存器和计数器是最常用的时序逻辑电路。寄存器是由具有存储功能的触发器组合起来构成的。一个触发器可以存储 1 位二进制代码，存放 n 位二进制代码的寄存器，需用 n 个触发器来构成。寄存器按照功能可分为数码寄存器和移位寄存器。计数器是用来对时钟脉冲计数的，以实现测量、计数和控制的功能，同时兼有分频功能。计数器是由基本的计数单元和一些门控电路组成，计数单元则由一系列具有存储信息功能的各类触发器构成，这些触发器有 RS 触发器、T 触发器、D 触发器及 JK 触发器等。计数器在数字系统中应用广泛，如在电子计算机的控制器中对指令地址进行计数，以便顺序取出下一条指令，在运算器中作乘法、除法运算时记下加法、减法次数，又如在数字仪器中对脉冲的计数等。

13.7.1　寄存器

寄存器是一种被大量使用的时序逻辑电路，用于存储少量的二进制代码或数据。常用的

寄存器类型按功能分有数码寄存器和移位寄存器（Shift Register）两类。数码寄存器的结构比较简单，数据的输入/输出只能采用并行方式；移位寄存器的结构稍复杂，数据的输入/输出可以根据需要决定采用并行或串行工作方式，应用灵活，用途广泛。

1. 数码寄存器

图13-69所示为四个D触发器构成的四位数码寄存器。清零信号 $\overline{R}_D$ 是使得该电路初始状态为零。$d_3d_2d_1d_0$ 是准备存储的数据。在 CP 脉冲的上升沿作用下，$Q_3Q_2Q_1Q_0 = d_3d_2d_1d_0$，则输入端的数据 $d_3d_2d_1d_0$ 就被送到了输出端。

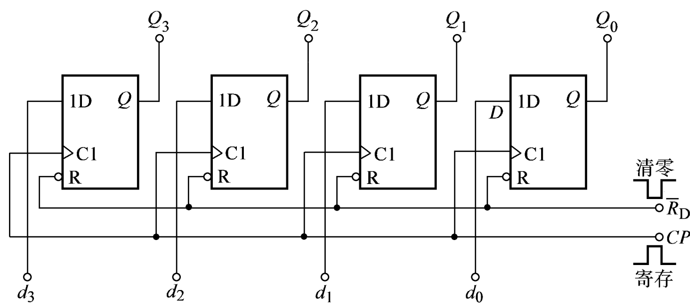


图13-69　四个D触发器构成的四位数码寄存器

2. 移位寄存器

图13-70是一个由四个D触发器构成的右移移位寄存器，该电路的工作原理如下。

在输入数码前可用清零脉冲使得各触发器都处于0状态，即 $Q_3Q_2Q_1Q_0 = 0000$。设输入数码为1011，由高位到低位依次输入到寄存器的输入端 D_i。在第一个时钟脉冲 CP 到达前，最高位数码1送到 D_i 端，则在第一个时钟脉冲作用下，FF_0 由0状态翻到1状态，其原来的0送入 FF_1，即向右移了一位，FF_2 按 Q_1 原来的状态翻转，FF_3 按 Q_2 原来的状态翻转，这时，$Q_3Q_2Q_1Q_0 = 1000$，第一个数码存入 FF_0 中。紧接着次高位数码0送入 D_i 端，在第二个时钟脉冲 CP 的作用下，FF_0 翻为0状态，原来的1移入 FF_1 中，FF_2、FF_3 为0状态，这时 $Q_3Q_2Q_1Q_0 = 0100$，数码又向右移了一位。依次类推，在第四个脉冲 CP 的作用下，四个数码自左向右全部移入寄存器中，即 $Q_3Q_2Q_1Q_0 = 1101$。

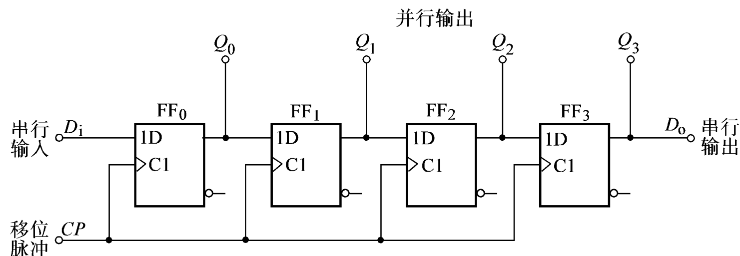


图13-70　四个D触发器构成的右移移位寄存器

13.7.2　计数器

计数器的应用非常广泛，是最常见的时序电路，它常用于计数、分频、定时及产生数字系统的节拍脉冲等。计数器的种类也很多：按照计数器中触发器是否同时翻转，可分为同步计数器（Synchronous Counter）和异步计数器（Asynchronous Counter）；按照计数器中状态变化顺序

的增减，可分为加、减计数器；按计数方式，可分为二进制计数器、十进制计数器和任意进制计数器。计数器所能记忆的时钟脉冲个数 M（容量）称为计数器的模。当$M=2^N$时为二进制计数器，否则为非二进制计数器。当然，二进制计数器又可称为 $M=2^N$ 进制计数器。

1. 二进制计数器

（1）异步二进制计数器

三位异步二进制计数器异步电路如图 13-71 所示。

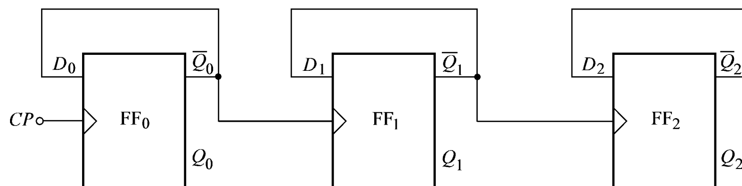


图 13-71　三位异步二进制计数器电路

图 13-71 的功能表见表 13-31。

表 13-31　图 13-71 电路的功能表

计数脉冲数	二进制数			十进制数	计数脉冲数	二进制数			十进制数
	Q_2	Q_1	Q_0			Q_2	Q_1	Q_0	
0	0	0	0	0	4	1	0	0	4
1	0	0	1	1	5	1	0	1	5
2	0	1	0	2	6	1	1	0	6
3	0	1	1	3	7	1	1	1	7

由表 13-31 可知，每来一个计数脉冲，触发器 FF_0 就动作，$Q_0^{n+1}=D_0=\overline{Q_0^n}$就翻转一次，而对于触发器 FF_1，当$\overline{Q_0}$从 0 跳变到 1 时才会动作，$Q_1^{n+1}=D_1=\overline{Q_1^n}$。同理，触发器 FF_2 只有在$\overline{Q_1}$从 0 跳变到 1 时才会动作，$Q_2^{n+1}=D_2=\overline{Q_2^n}$。从输出对应的二进制数来看，这是一个三位二进制加法计数器。由于三个触发器都不是在计数脉冲的同一时刻动作，因此叫做异步计数器。

（2）同步二进制计数器

74LS161 同步四位二进制计数器的功能表见表 13-32。

表 13-32　74LS161 的功能表

输入									输出			
$\overline{CR}$	CP	$\overline{LD}$	EP	ET	D_3	D_2	D_1	D_0	Q_3	Q_2	Q_1	Q_0
0	×	×	×	×	×	×	×	×	0	0	0	0
1	↑	0	×	×	d_3	d_2	d_1	d_0	d_3	d_2	d_1	d_0
1	↑	1	1	1	×	×	×	×	加法计数			
1	↑	1	0	×	×	×	×	×	保持			
1	↑	1	×	0	×	×	×	×	保持			

由表 13-32 可以看出，$\overline{CR}$为异步清零端，当$\overline{CR}=0$ 时计数器输出 $Q_3Q_2Q_1Q_0=0000$。正常计数状态时$\overline{CR}=1$。$\overline{LD}$为同步置数端，当$\overline{LD}=0$，CP 上升沿到来时，会把数据输入端

$D_3D_2D_1D_0$ 准备的数据 $d_3d_2d_1d_0$ 送到输出端 $Q_3Q_2Q_1Q_0$。EP 和 ET 为计数允许端，当 $EP = ET = 1$时，计数器处于加法计数状态。如果这两个端不同时为 1，则计数器处于保持状态。

74LS161 的逻辑符号如图 13-72 所示。

CO 为进位端，只有当 $Q_3Q_2Q_1Q_0 = 1111$ 时，$CO = 1$；其他状态下 $CO = 0$，作为芯片扩展时级联使用。

例 13-26 分析图 13-73 所示电路为几进制计数器？

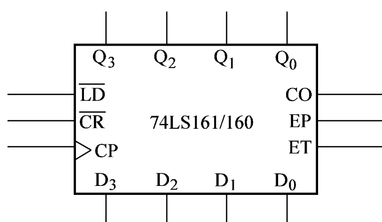


图 13-72 74LS161 同步四位二进制计数器的逻辑符号

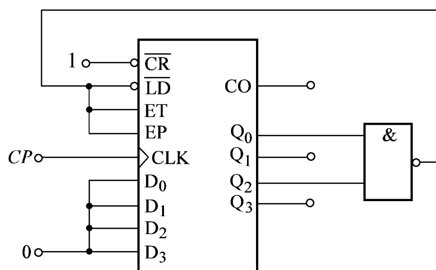


图 13-73 例 13-26 图

解：由 74LS161 的功能表可知，该电路处于计数状态，只有当 $Q_3Q_2Q_1Q_0 = 0101$ 时，$\overline{LD} = 0$，在 CP 计数脉冲的上升沿作用下，把 $D_3D_2D_1D_0$ 的数据送到输出端，$Q_3Q_2Q_1Q_0 = 0000$。下个 CP 计数脉冲的上升沿再来时，计数器重新从 0000 开始加法计数。该电路的状态表见表 13-33。

表 13-33 例 13-26 的输出状态转换表

CP	初态				次态			
	Q_3^n	Q_2^n	Q_1^n	Q_0^n	Q_3^{n+1}	Q_2^{n+1}	Q_1^{n+1}	Q_0^{n+1}
1	0	0	0	0	0	0	0	1
2	0	0	0	1	0	0	1	0
3	0	0	1	0	0	0	1	1
4	0	0	1	1	0	1	0	0
5	0	1	0	0	0	1	0	1
6	0	1	0	1	0	0	0	0

由表 13-33 可知，该电路为六进制计数器。

2. 十进制计数器

（1）异步十进制计数器

74LS290 异步二-五-十进制计数器的功能表见表 13-34。

由表 13-34 可以看出，$R_{0(1)}$ 和 $R_{0(2)}$ 为异步清零端，当 $R_{0(1)} = R_{0(2)} = 1$ 时计数器输出 $Q_3Q_2Q_1Q_0 = 0000$。$S_{9(1)}$ 和 $S_{9(2)}$ 为异步置 9 端，当 $S_{9(1)} = S_{9(2)} = 1$ 时计数器输出 $Q_3Q_2Q_1Q_0 = 1001$。正常计数状态时 $R_{0(1)}$ 和 $R_{0(2)}$ 至少有一个为 0，$S_{9(1)}$ 和 $S_{9(2)}$ 至少有一个为 0。当 $CP_0 = CP$，$CP_1 = 0$ 时，74LS290 是一个一位二进制加法计数器；当 $CP_0 = 0$，$CP_1 = CP$ 时，74LS290 是一个五进制加法计数器；当 $CP_0 = CP$，$CP_1 = Q_0$ 时，74LS290 是

一个十进制加法计数器，输出端为 8421 码；当 $CP_0 = Q_3$，$CP_1 = CP$ 时，74LS290 是一个十进制加法计数器，输出端为 5421 码。

表 13-34　74LS290 的功能表

输入						输出				说明
$R_{0(1)}$	$R_{0(2)}$	$S_{9(1)}$	$S_{9(2)}$	CP_0	CP_1	Q_3	Q_2	Q_1	Q_0	
1	1	0	×	×	×	0	0	0	0	清零
1	1	×	0	×	×	0	0	0	0	
×	×	1	1	×	×	1	0	0	1	置“9”
$R_{0(1)} \cdot R_{0(2)} = 0$ $S_{9(1)} \cdot S_{9(2)} = 0$				CP	0	计数				二进制
				0	CP	计数				五进制
				CP	Q_0	计数				8421 十进制
				Q_3	CP	计数				5421 十进制

74LS290 异步二-五-十进制计数器的逻辑符号如图 13-74 所示。

例 13-27　分析图 13-75 所示电路为几进制计数器?

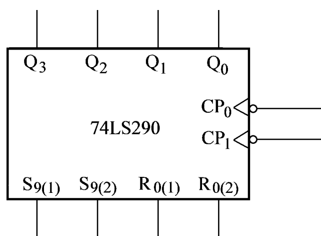


图 13-74　74LS290 异步二-五-十进制计数器的逻辑符号

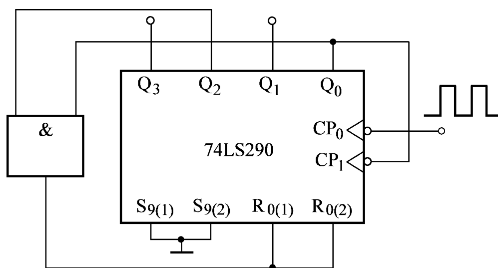


图 13-75　例 13-27 图

解：由 74LS290 的功能表 13-34 可知，该电路处于 8421 码计数状态，只有当 $Q_3Q_2Q_1Q_0 = 0101$ 时，与门输出为 1，使得 $R_{0(1)} = R_{0(2)} = 1$，计数器被清零，$Q_3Q_2Q_1Q_0 = 0000$。下个 CP 计数脉冲的下降沿再来时，计数器重新从 0000 开始加法计数。该电路的状态表见表 13-35。

表 13-35　例 13-27 的输出状态转换表

CP	初态				次态			
	Q_3^n	Q_2^n	Q_1^n	Q_0^n	Q_3^{n+1}	Q_2^{n+1}	Q_1^{n+1}	Q_0^{n+1}
1	0	0	0	0	0	0	0	1
2	0	0	0	1	0	0	1	0
3	0	0	1	0	0	0	1	1
4	0	0	1	1	0	1	0	0
5	0	1	0	0	0	1	0	1(暂态)
6	0	1	0	1(暂态)	0	0	0	0

由表 13-35 可知，$Q_3Q_2Q_1Q_0 = 0101$ 不是一个稳定状态，而是一个暂态。当 $Q_3Q_2Q_1Q_0 = 0101$ 时，与门的两个输入端均为 1，输出为 1，$R_{0(1)} = R_{0(2)} = 1$。此时不论 CP 计数脉冲处于什

么状态，计数器的输出都会被清零。因此，该电路为五进制计数器。

（2）同步十进制计数器

74LS160 同步十进制计数器的功能表与 74LS161 的相同，逻辑符号与 74LS161 也相同。唯一的不同之处在于 74LS161 是四位二进制计数器，而 74LS160 是一个十进制计数器。只有当 $Q_3Q_2Q_1Q_0=1001$ 时，$CO=1$；其他状态下 $CO=0$。

练习与思考题

13-7-1　左移移位寄存器电路如图 13-76 所示，分析该移位寄存器的工作过程。

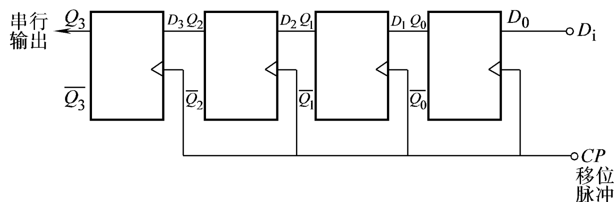


图 13-76　左移移位寄存器电路

13-7-2　简要说明移位寄存器与数码寄存器的区别。

13-7-3　计数器可以分哪几类？

13-7-4　什么是异步计数器，什么是同步计数器？两者各有何特点？

13-7-5　一个 20 位的二进制计数器，它最多能记多少个脉冲？

13.8　555 定时器

555 定时器是一种模拟和数字功能相结合的中规模集成器件。由于其内部有三个 5kΩ 电阻而得名。

13.8.1　555 定时器的结构和功能

555 定时器主要由三个 5kΩ 电阻组成的分压器、两个电压比较器、一个基本 RS 触发器和一个放电管构成。555 定时器的逻辑符号和内部结构如图 13-77 所示，功能表如表 13-36 所示。

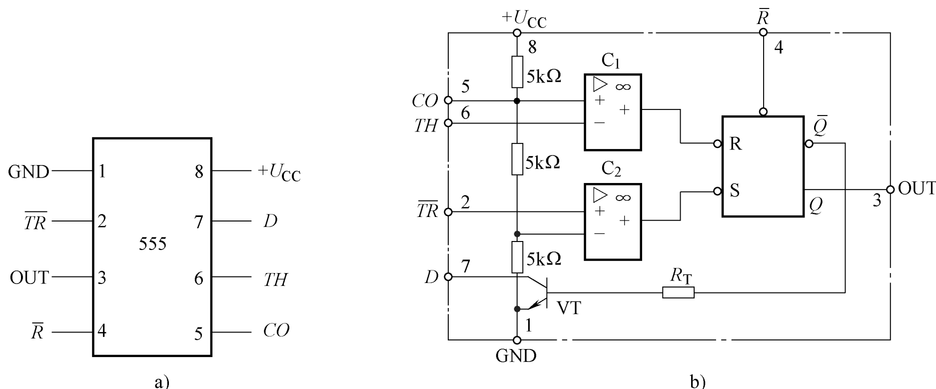


图 13-77　555 定时器的逻辑符号和内部结构图

a）555 定时器的逻辑符号　b）555 定时器的内部结构

555 定时器功能表见表 13-36。

表 13-36　555 定时器功能表

输入			输出	
$\overline{R}$	U_{TH}	$U_{\overline{TR}}$	输出(Q)	VT 的状态
0	×	×	0	导通
1	$<\frac{2}{3}U_{CC}$	$<\frac{1}{3}U_{CC}$	1	截止
1	$>\frac{2}{3}U_{CC}$	$>\frac{1}{3}U_{CC}$	0	导通
1	$<\frac{2}{3}U_{CC}$	$>\frac{1}{3}U_{CC}$	不变	不变

13.8.2　555 定时器构成的单稳态触发器

简易触摸开关电路如图 13-78 所示，当手摸金属片时，发光二极管亮，经过一定时间，发光二极管自动熄灭。

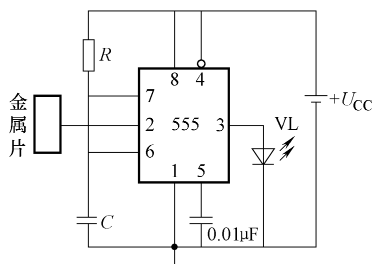


图 13-78　简易触摸开关电路

该电路是由 555 定时器构成的单稳态电路。当手没有触摸金属片时，555 定时器处于稳态，放电管 VT 处于导通状态，电容 C 上电压为 0，引脚 3 输出低电平；当手触摸时，相当于给 555 定时器的引脚 2 输入一个负窄脉冲，555 定时器进入暂稳态。放电管 VT 处于截止状态，电源开始通过电阻 R 给电容 C 充电，输出为 1。当电容电压达到 $2/3U_{CC}$时，VT 处于导通状态，电容 C 通过 VT 放电，输出为 0。

555 定时器输出为 1 的持续时间由式 $t_w=1.1RC$ 决定。

13.8.3　555 定时器构成的多谐振荡器

防盗报警电路如图 13-79 所示。A、B 两端被一个细导线连通，此细导线置于盗窃者必经之处，当盗窃者闯入将导线碰断后，扬声器即发出警报声。

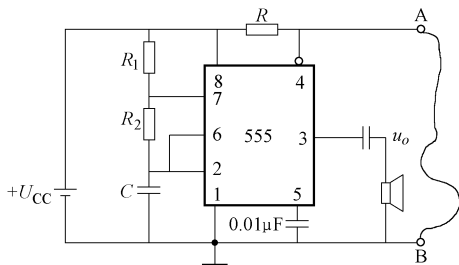


图 13-79　防盗报警电路

该电路是 555 定时器构成的多谐振荡电路。该电路的特点是没有输入信号，只要一上电，电路就自动开始输出矩形波。当 A、B 之间的导线没有断时，引脚 4 为低电平，由表 13-36 可知，555 定时器输出为 0，扬声器不发声。当有人经过把 A、B 之间的导线碰断，则引脚 4 为高电平，多谐振荡器开始工作。电容 C 上的电压在$\frac{1}{3}U_{CC}<u_C<\frac{2}{3}U_{CC}$之间来回变化。当电容充电时输出为 1，电容放电时输出为 0。输出为高电平的持续时间 t_H 和为低电平的持续时间 t_L 由下式决定：

$$t_H=0.7(R_1+R_2)C$$

$$t_L=0.7R_2C$$

则占空比 $q=\dfrac{0.7(R_1+R_2)C}{0.7(R_1+2R_2)C}$。

13.9　半导体存储器及可编程逻辑器件

半导体存储器在数字系统中用来大容量存放以二进制形式表示的各类信息或资源，是计算机等数字系统的重要组成部分。可编程逻辑器件——PLD（Programmable Logic Device）是20世纪70年代发展起来的新型逻辑器件它作为一种通用型器件来生产，然而其逻辑功能可由用户通过对器件编程来自行设定即可以在一片PLD芯片上实现数字系统的集成，而不必由芯片制造厂商去设计和制作专用集成芯片。它是大规模集成电路技术与计算机辅助设计（CAD）、计算机辅助制造（CAM）和计算机辅助测试（CAT）相结合的产物，是现代数字电子系统向超高集成度、超低功耗、超小型化和专用化方向发展的重要基础。

13.9.1　半导体存储器

1. 半导体存储器分类

（1）随机存储器（RAM）

RAM（Random AccessMemory）是能够随时存入（写入）或取出（读出）信息的存储器，所以也称读写存储器（Read Write Memory，RWM）。RAM又可分为SRAM（Static RAM，静态存储器）和DRAM（Dynamic RAM，动态存储器）。SRAM是利用双稳态触发器来保存信息的，只要不掉电，信息是不会丢失的。DRAM是利用MOS（金属氧化物半导体）电容存储电荷来储存信息，因此必须通过不停地给电容充电来维持信息，DRAM的成本、集成度、功耗等明显优于SRAM。

（2）固定只读存储器（ROM）

ROM（Read Only Memory）是存放固定信息的存储器，它的信息是在芯片制造时由厂家写入，或使用中用专门装置写入的。正常工作时ROM只能读出原有的信息，而不能写入新的信息。即使切断电源，ROM中的信息也不会消失。因此，ROM常被用来存放重要而且不经常改变的信息或数据，如计算机系统中的I/O引导程序、工业数字控制系统中的工作程序和标准数据等。

（3）可编程只读存储器（PROM）

PROM（Programmable ROM）在出厂时，所有存储元均制成0（或均为1），用户可根据需要自行将其中的某些存储元改为1（或改为0）。但这种更改是一次性的，一旦编程结束，其内容不能改变。

（4）可擦除可编程只读存储器（EPROM）

EPROM（Erasable Programmable ROM）存储器是一种可擦除、可重新编程的只读存储器。出厂时存储器内容为全1状态，根据需要可对相应的存储元加脉冲电流使其改变为0。对已写入信息的EPROM，如想改写，可用专用的紫外线灯照芯片上的擦除受光窗口，经10～20min则芯片中的内容全部消失，又可以重新写入需要的信息。写好的EPROM要用不透光的胶纸将擦除窗口封住，以免存储信息丢失。EPROM允许改写数百次，但擦除只能整体信息擦除，而且擦除操作也较麻烦。

（5）电可擦除可编程只读存储器（EEPROM 或 E^2PROM）

E^2PROM 的结构与 EPROM 相似，出厂时存储器内容也为全 1 状态。但 E^2PROM 在擦除信息时，不需要用紫外线激发放电，其擦除和编程都用电完成，所需电流很小，而且都可以在线（无需卸下芯片）根据需要选择存储元进行。这种器件写入时必须先进行擦除操作，时间稍长。可改写的次数大大高于 EPROM，是目前使用最广的一种可编程只读存储器。

（6）FLASH

FLASH 存储器又称闪存，它结合了 ROM 和 RAM 的长处，不仅具备电子可擦除可编程（EEPROM）的性能，不会断电丢失数据，同时还具有可以快速读取数据的优势，U 盘和 MP3 里用的就是这种存储器。

2. 半导体存储器的主要技术指标

（1）存储容量

一个半导体存储器芯片的存储容量是指存储器可以容纳的二进制信息量，以存储器中存储地址寄存器（MAR）的编址数与存储字位数的乘积表示。例如，某存储器芯片的 MAR 为 16 位，存储字长为 8 位，则其存储容量为 $2^{16}\times 8$ 位 $=64K\times 8$ 位，64K 即 16 位的编址数；20 位 MAR 的编址数为 1M。则 m 位地址总线、n 位数据总线的半导体存储器芯片的存储容量为 $2^m\times n$ 位。

（2）存储速度

存储器的存储速度可以用两个时间参数表示，一个是“存取时间”（Access Time）T_A，定义为从启动一次存储器操作到完成该操作所经历的时间。另一个是“存储周期”（Memory Cycle）T_{MC}，定义为启动两次独立的存储器操作之间所需的最小时间间隔。通常存储周期 T_{MC} 略大于存取时间 T_A。存储速度取决于内存储器的具体结构及工作机制。

（3）可靠性

存储器的可靠性用平均故障间隔时间（Mean Time Between Failures，MTBF）来衡量，MTBF 越长，可靠性越高，内存储器常采用纠错编码技术来延长 MTBF 以提高可靠性。

13.9.2 可编程逻辑器件

从逻辑功能的特点上可将数字集成电路分为通用型和专用型两大类。前面章节所介绍的中、小规模集成电路都属于通用型，它们的逻辑功能比较简单，而且固定不变。从理论上讲，可以用这些通用型数字集成电路组成任何复杂的数字系统，但是需要大量的芯片及芯片连线，且功耗大，体积大，可靠性差。专用型数字集成电路（Application Specific Integrated Circuit，ASIC）是为某种专门用途而设计的集成电路，它不仅能减小电路体积、重量和功耗，而且使电路的可靠性大幅提高；但是，在用量不大的情况下，设计和制造的成本很高，并且设计、制造和修订的周期均较长。

可编程逻辑器件的出现，给数字系统的设计方法带来革命性的变化。通过定义器件内部的逻辑和输入、输出引出端，将原来在电路的印制电路板（PCB）设计中完成的大部分工作放在芯片设计中进行，降低电路图设计和印制电路板设计的工作量和难度，并且改变了传统的数字系统设计方法，增强了设计的灵活性，提高了工作效率。

可编程逻辑器件按照集成度分为低密度可编程逻辑器件和高密度可编程逻辑器件两类。低密度可编程逻辑器件一般指集成度小于 1000 门/片的 PLD。集成度大于 1000 门/片的 PLD

叫作高密度可编程逻辑器件。器件的分类如图 13-80 所示。

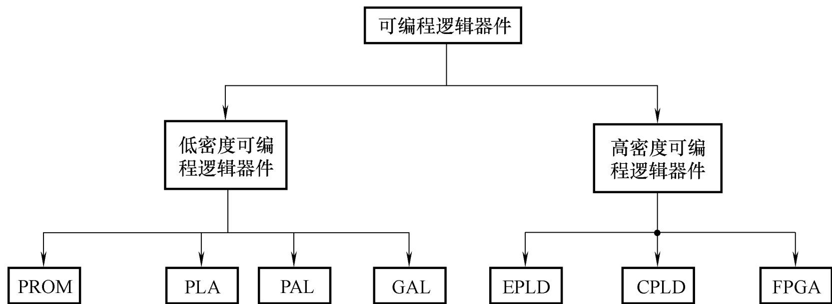


图 13-80　可编程逻辑器件分类

PLD 器件最基本的结构是“与或阵列”，通过改变与阵列和或阵列的内部连接，就可以实现不同的逻辑功能。低密度可编程逻辑器件内部可编程情况如表 13-37 所示。高密度可编程逻辑器件每一组成单元均可编程。

表 13-37　低密度 PLD 内部可编程情况

类型	与阵列	或阵列	输出电路
PROM	固定	可编程	固定
PLA	可编程	可编程	固定
PAL	可编程	固定	固定
GAL	可编程	固定	可组态

13.9.3　VHDL 语言

硬件描述语言（Hardware Description Language，HDL）是一种进行电子系统硬件设计的计算机高级语言，它采用软件的设计方法来描述电子系统的逻辑功能、电路结构和连接形式。HDL 从 20 世纪 80 年代开始发展，目前有两种 HDL 应用得较为普遍：VHDL 和 Verilog-HDL。它们都已作为 IEEE（the Institute of Electrical and Electronics Engineers）的标准得到许多 EDA 公司的工具软件的支持。

VHDL 程序包含实体（Entity）、结构体（Architecture）、配置（Configuration）、包集合（Package）、库（Library）五个部分。

简单的 VHDL 程序是由实体和结构体两部分组成的。实体用于描述设计系统的外部接口信号，结构体用于描述系统的行为、系统数据的流程或者系统组织的结构形式。设计实体是 VHDL 程序的基本单元，是电子系统的抽象。实体由实体说明和结构体说明两部分组成，下面举例说明 VHDL 程序的主要组成部分。

例 13-28　设计一个二选一多路开关。

二选一多路开关的逻辑图如图 13-81 所示，该电路有两个数据输入端 a、b，一个地址输入端 s，输出为 y。

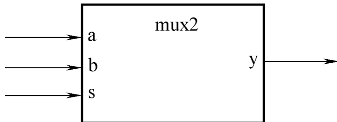


图 13-81　二选一多路开关的逻辑图

以下是二选一多路开关的 VHDL 程序：

```
LIBRARY   IEEE;
  USE LEEE. STD_LOGIC_1164. ALL;
```

```
ENTITY mux2 IS
 PORT (a,b:IN STD_LOGIC;
        s: IN STD_LOGIC;
        y:OUT STD_LOGIC;
END ENTITY mux2;
ARCHITECTURE behave OF mux2 IS
        BEGIN
            y <  = a WHEN s  =‘0’ ELSE
                   b WHEN s  =‘1’;
END ARCHITECTURE behave;
```

从上例可以看出 VHDL 程序主要由三部分组成：第一部分是库（LIBRARY）说明部分，是程序的前两句，也就是第一段。表示打开 IEEE 标准库中的 STD_LOGIC_1164 程序包，这个程序包描述了标准的端口数据类型。第二部分是实体（ENTITY）说明部分，主要是描述元件的外观，是程序的中间一段。它利用 PORT 语句定义了三个输入信号（a，b，s）和一个输出信号（y），同时指明它们的数据类型都是 STD _LOGIC。第三部分是结构体（ARCHITECTURE）说明部分，是程序的最后一段。这部分用来描述元件的内部结构和功能。使用了条件赋值语句“y < = a WHEN s = ‘0’”，表示当条件 s = ‘0’成立时将 a 的信号赋给 y，“ELSE　b　WHEN s = ‘1’”表示当条件 s = ‘1’成立时将 b 的信号赋给 y。

事实上，一个完整的 VHDL 程序总是由库说明部分（Library）、实体（Entity）和结构体（Architecture）三部分组成，配置（Configuration）、包集合（Package）是可选部分。

13.10　工程应用举例

1. 74LS160 组成的六十进制计数器

74LS160 是一个同步十进制加法计数器。因此，要构成六十进制计数器，需要两片 74LS160 级联，一片构成十进制计数器，另一片构成六进制计数器，则 60 = 10 × 6，如图 13-82所示。

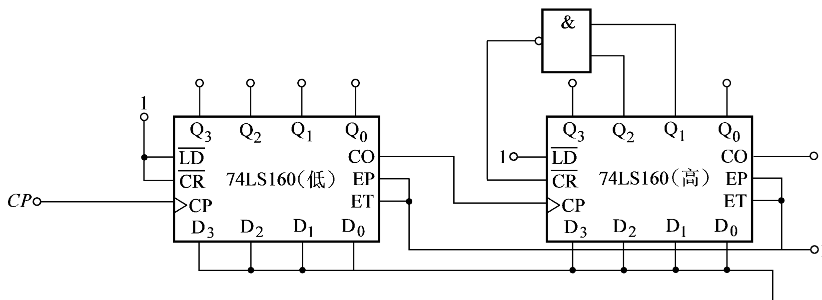


图 13-82　74LS160 构成的异步六十进制计数器

图 13-82 中，左边的一片 74LS160 是低位片，右边的是高位片。低位片总是处于计数状态，当计数满 10 以后，CO 端会由 0 变成 1，即给高位片一个计数脉冲信号，高位片输出加 1。当高位片计数到 6 时，与非门输出 0，给异步清零端低电平，使得计数器清零。

2. 测井深度测量系统

测井深度测量系统框图如图 13-83 所示。

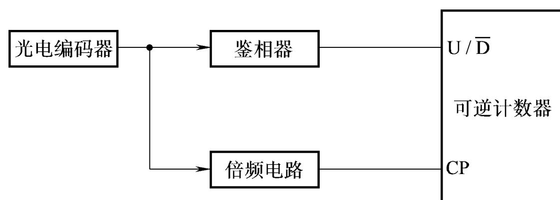


图 13-83 测井深度测量系统框图

光电编码器是高精度控制系统常用的位移检测传感器。当控制对象发生位置变化时，光电编码器便会发出 *A*、*B* 两路相位差 90°的数字脉冲信号。正转时 *A* 路相位超前 *B* 路相位 90°，反转时 *B* 路相位超前 *A* 路相位 90°，如图 13-84 所示。脉冲的个数与位移量成比例关系，因此通过对脉冲计数就能计算出相应的位移。由于在测井仪器位置控制系统中，电动机既可以正转，又可以反转，所以要求计数器既要能够实现加计数，又要能够实现减计数。

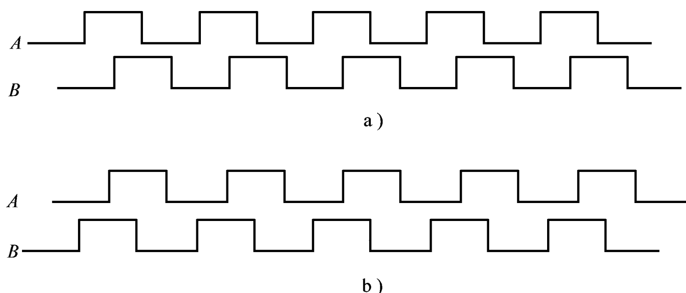


图 13-84 电动机正、反转时光电编码器输出

a）电动机正转 b）电动机反转

对光电编码器中输出的两路脉冲进行计数主要分两个步骤：首先要对光电编码器输出的两路脉冲进行鉴相，即判别电动机是正转还是反转；其次是进行加减计数，正转时加计数，反转时减计数。计数器是时序逻辑电路，因此需要时钟脉冲 CP，倍频电路就是产生该信号。

（1）鉴相器电路

鉴相器电路如图 13-85 所示。

当电动机正转时，D 触发器输出 $Q=1$，$\overline{Q}=0$。则晶体管 VT_1 导通，发光二极管 VL_1 发光，晶体管 VT_2 截止，发光二极管 VL_2 不发光；反之，当电动机反转时，D 触发器输出 $Q=0$，$\overline{Q}=1$。则晶体管 VT_1 截止，发光二极管 VL_1 不发光，晶体管 VT_2 导通，发光二极管 VL_2 发光。

D 触发器输出 Q 同时接可逆计数器的 $U/\overline{D}$ 端，当 $Q=1$，计数器加法计数，代表着此时仪器处于下井状态；当 $Q=0$，计数器减法计数，代表着此时仪器处于上拉状态。

（2）倍频电路

倍频电路就是一个异或电路，电路输入/输出波形如图 13-86 所示。

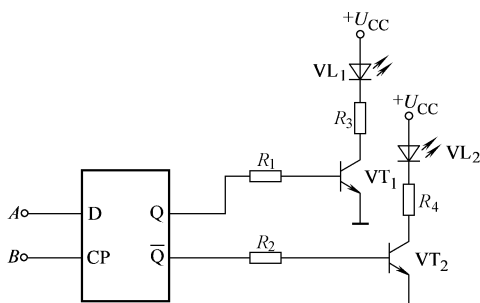


图 13-85　鉴相器电路

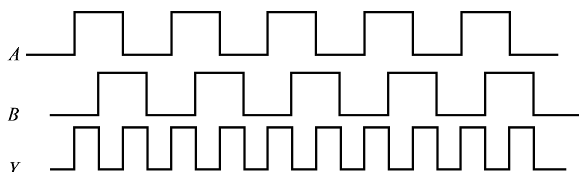


图 13-86　倍频电路输入/输出波形

13.11　数字电路的仿真

1. 深度模拟电路

深度模拟仿真电路如图 13-87 所示。该电路的主要作用是代替光电编码器产生如图 13-84 的波形。U1 是一个 555 定时器构成的多谐振荡器，产生脉冲信号。U2A 是一个 D 触发器，作用是分频，使得 U2A 的输出脉冲频率是 U1 输出的 1/2。后面的两个 D 触发器负责产生两个相位互差 90°的脉冲信号。仿真结果如图 13-88 所示。

2. 鉴相器电路

鉴相器仿真电路如图 13-89 所示。由一个反相器和三个 D 触发器构成。电路输入由一信

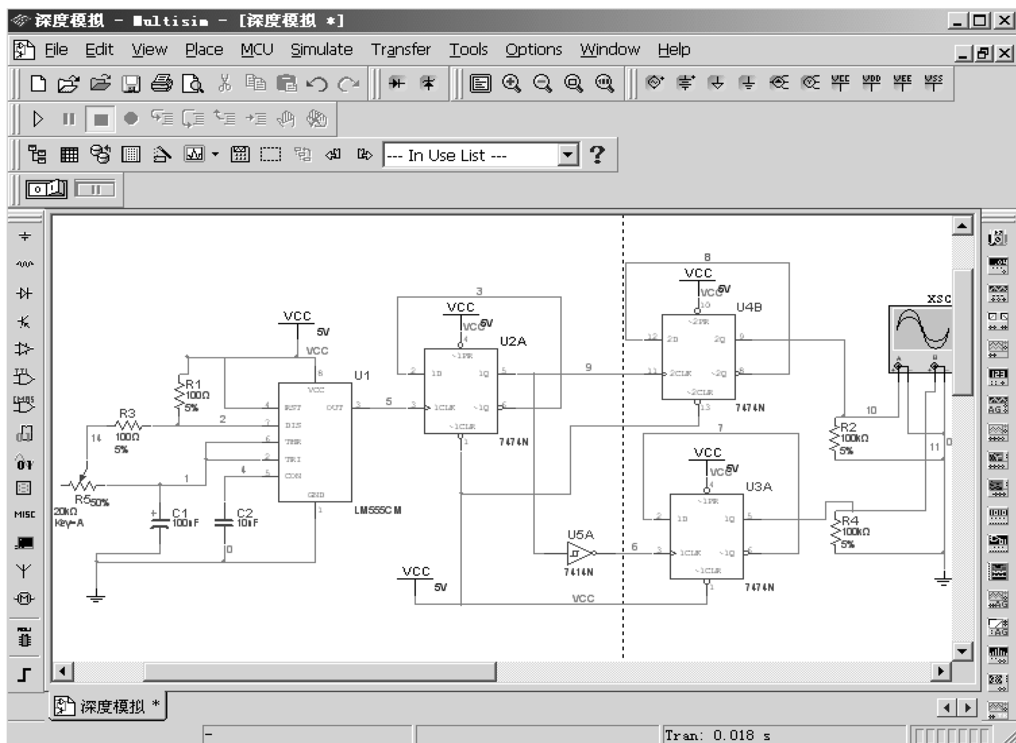


图 13-87　深度模拟仿真电路

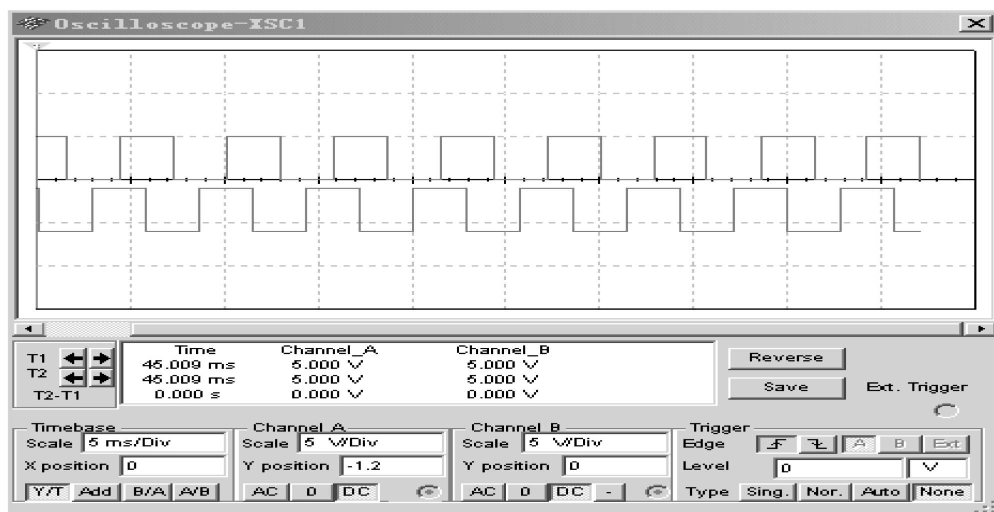


图 13-88 深度模拟电路仿真结果

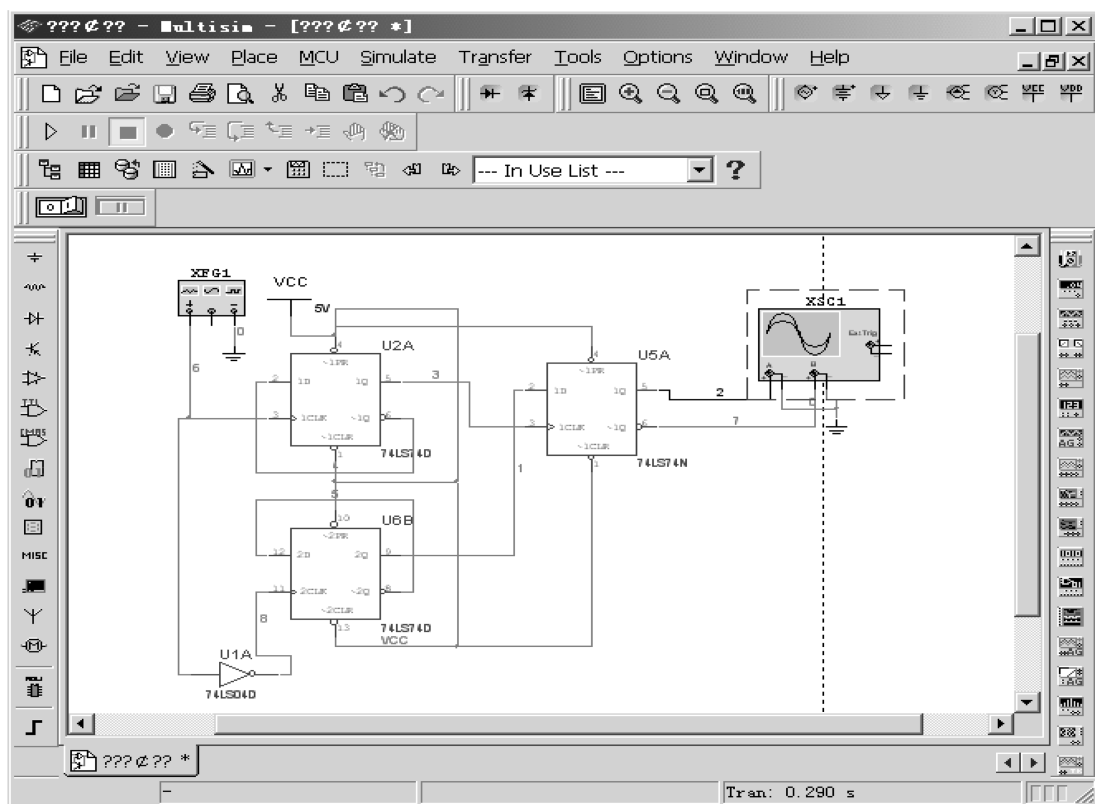


图 13-89 鉴相器仿真电路

号发生器产生脉冲信号，U2A 和 U6B 各是一个由 D 触发器构成的 2 分频电路，上升沿触发。信号发生器的输出一路直接触发 U2A，另一路经过反相器触发 U6B。这就产生了两个相位互差 90°的脉冲信号，这两个信号一个做 U5A 的触发端，一个做时钟端，U5A 的输出即为鉴相器输出。仿真结果如图 13-90 所示。

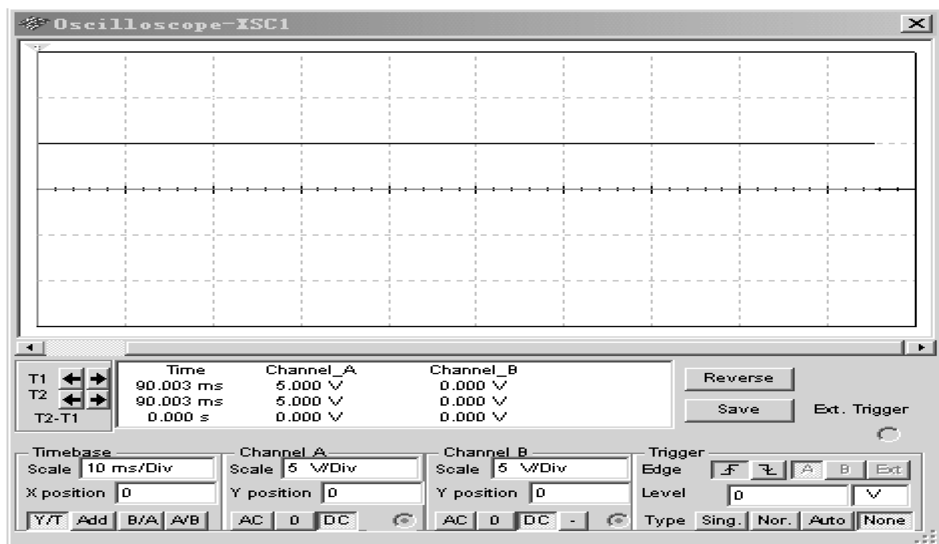


图 13-90　鉴相器电路仿真结果

习　题

13-1　试写出下列十进制数的 8421BCD 码：

（1）129　　（2）587　　（3）890　　（4）753

13-2　列出有 A、B、C 三个输入端的或非门的真值表。

13-3　根据下列文字叙述建立真值表：（1）设有一个三变量逻辑函数 Y（A，B，C），当变量组合中出现偶数个 1 时，$Y=1$，否则 $Y=0$；（2）设有一个三变量逻辑函数 Y（A，B，C），当变量组合中取值完全一致时，输出为 1，其余情况输出为 0。

13-4　已知门电路输入信号 A、B、C 的波形如图 13-91a 所示，试画出图 13-91b 所示各门电路输出端的波形。

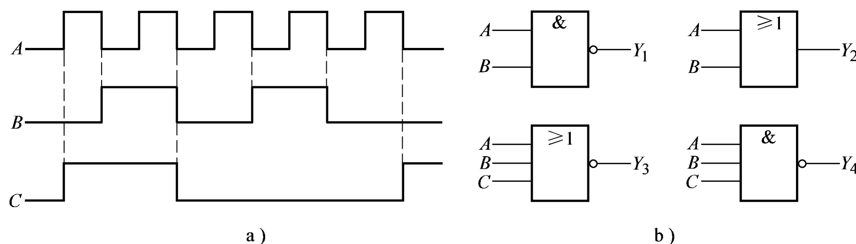


图 13-91　习题 13-4 图

13-5　已知四种门电路的输入和对应的输出波形如图 13-92 所示。试分析它们分别是哪四种门电路，写出逻辑表达式，画出逻辑电路图。

13-6　用逻辑代数的方法证明下列等式：

（1）$\overline{AB+AC}=\overline{A}+\overline{B}\,\overline{C}$

（2）$AB+BCD+\overline{A}C+\overline{B}C=AB+C$

（3）$\overline{A}\,\overline{B}+\overline{A}B+A\overline{B}+AB=1$

（4）$\overline{A\overline{B}+\overline{A}B}=\overline{A}\,\overline{B}+AB$

（5）$(A+B)(\overline{A}+C)(B+C)=(A+B)(\overline{A}+C)$

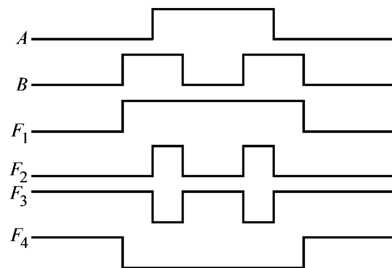


图 13-92　习题 13-5 图

（6）$\overline{A}\,\overline{C}+\overline{A}\,\overline{B}+BC+\overline{A}\,\overline{C}\,\overline{D}=\overline{A}+BC$

13-7　用代数化简法将下列函数化简为最简与或表达式：

（1）$Y=A\,\overline{B}\,\overline{C}+A\,\overline{B}C+ABC+AB\,\overline{C}$

（2）$Y=\overline{A}+\overline{B}+\overline{C}+ABC$

（3）$Y=(\overline{A}\,\overline{B}+AB)(\overline{A}+\overline{B})A\,\overline{B}$

（4）$Y=(A+\overline{A}B)(A+BC+C)$

（5）$Y=\overline{A}\,\overline{B}+(A\,\overline{B}+\overline{A}B+AB)C$

（6）$Y=AB+ABD+\overline{A}C+BCD$

13-8　用卡诺图化简法将下式化简为最简式：

（1）$F_1(A,\ B,\ C,\ D)=\Sigma m(1,\ 2,\ 3,\ 5,\ 6,\ 7,\ 8,\ 9,\ 12,\ 13)$

（2）$F_2=(A,\ B,\ C,\ D)=\Sigma m(0,\ 2,\ 4,\ 6,\ 8,\ 10)$

13-9　已知某 TTL 与非门的关门电平 $V_{OFF}=0.8\text{V}$，开门电平 $V_{ON}=1.8\text{V}$，输出低电平 $V_{OL}=0.2\text{V}$，输出高电平 $V_{OH}=3.2\text{V}$，试求该与非门的输入高电平噪声容限和输入低电平噪声容限各是多少？

13-10　写出图 13-93 所示电路的输出信号的逻辑表达式，说明其功能。

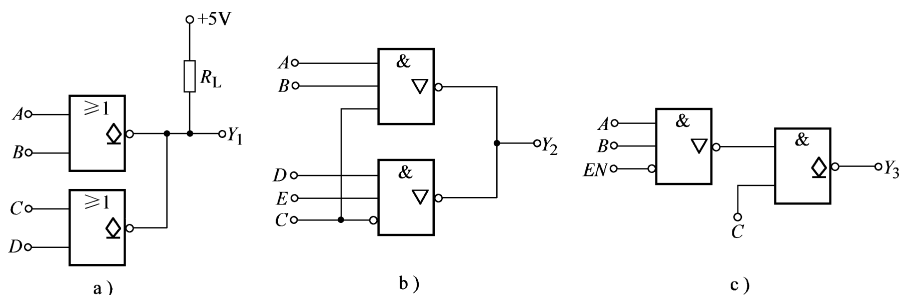


图 13-93　习题 13-10 图

13-11　分析图 13-94 所示的电路，写出 Y_1、Y_2 和 Y_3 的表达式，并说明电路功能。

13-12　分析图 13-95 所示给定的逻辑电路图，写出 Y 的逻辑表达式。

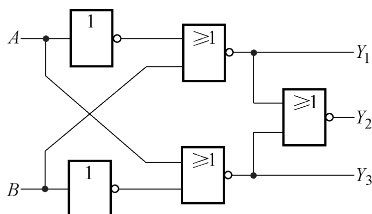


图 13-94　习题 13-11 图

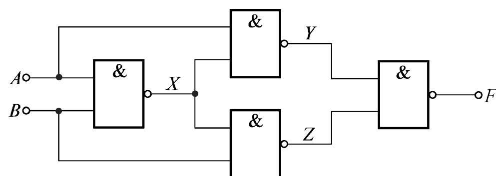


图 13-95　习题 13-12 图

13-13　试写出图 13-96 所示两逻辑电路图的逻辑表达式。

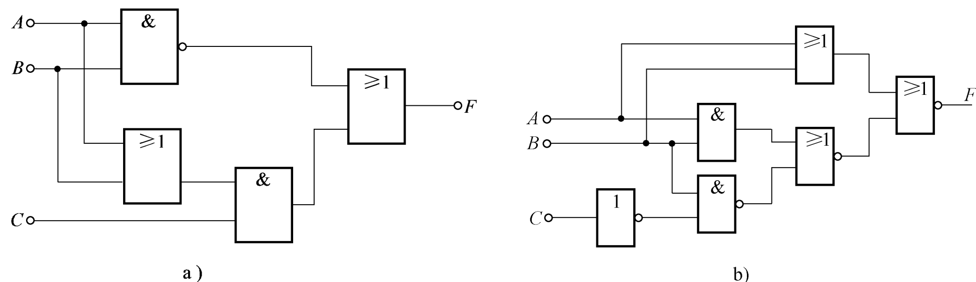


图 13-96　习题 13-13 图

13-14　某组合逻辑电路输入与输出的关系如图 13-97 所示，试说明其逻辑功能。

13-15　图 13-98 所示为在两处控制一盏照明灯的电路，单刀双投开关 A、B 分别安装在两处，两处都可以断开和闭合电路。设开关向上扳为“1”，向下扳为“0”；灯亮为“1”，灯灭为“0”。试列出电路的真值表，写出灯亮的逻辑表达式并画出逻辑电路图。

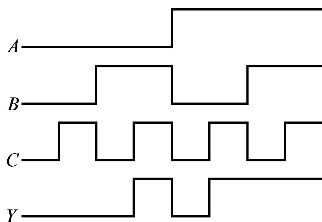


图 13-97　习题 13-14 图

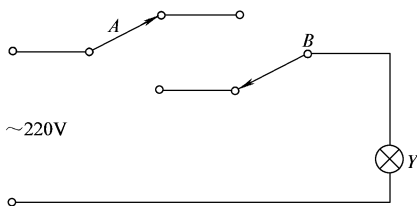


图 13-98　习题 13-15 图

13-16　由 3/8 线译码器构成的组合电路如图 13-99 所示。分别写出 Y_1 和 Y_2 的最简与或式。

13-17　写出图 13-100 所示电路的最简逻辑表达式。

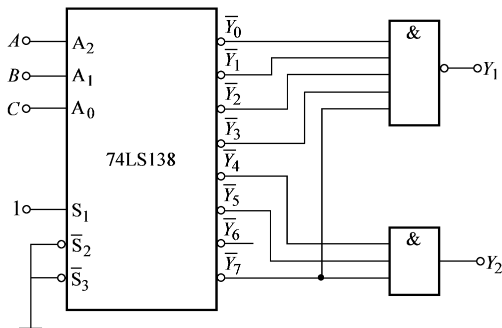


图 13-99　习题 13-16 图

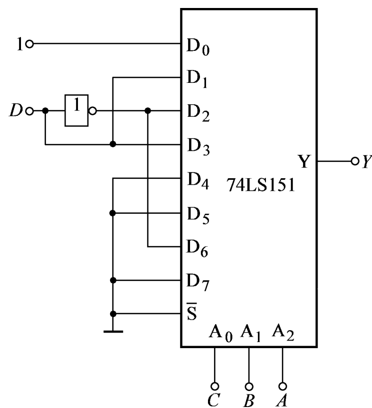


图 13-100　习题 13-17 图

13-18　设计一个代码转换电路，能将二进制代码转换成循环码（循环码 000，001，011，010，110，111，101，100）。

13-19　试设计一个四变量的多数表决电路，当输入变量 A、B、C、D 中有三个或三个以上为 1 时输出为 1。

13-20　某实验有红、黄两个故障指示灯，用来表示三台设备的工作情况：当只有一台设备有故障时，黄色指示灯亮；当有两台设备有故障时，红色指示灯亮；当三台设备都出现故障时，红色和黄色指示灯都亮。

13-21　举重比赛中有一名主裁判和两名副裁判，表示运动员成绩合格的指示灯只有主裁判和一名副裁判认可并按下自己面前的按钮时才亮，设计这一逻辑电路。

13-22　可控 RS 触发器 CP、R、S 输入电压波形如图 13-101 所示，设触发器的初始状态为 0，试画出输出端 Q 的电压波形。

13-23　图 13-102 所示电路是一个可产生几种脉冲波形的信号发生器，试画出 A、B、C 三点处的波形。

13-24　画出图 13-103 所示的各触发器 Q 端的输出波形。设：（1）初始状态为 1；（2）初始状态为 0。

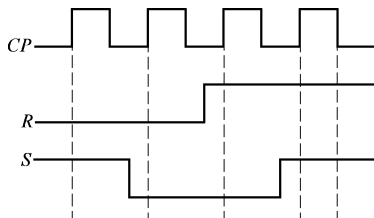


图 13-101　习题 13-22 图

13-25　图 13-104 所示的逻辑电路有 J 和 K 两个输入端，请分析其逻辑功能并说明它是何种触发器。

13-26　如图 13-105 所示电路，求输出 Z 的逻辑表达式。若 CP 的频率为 20kHz，则 Z 的频率为多少？

13-27　在图 13-106 所示电路中，哪些电路能完成逻辑功能 $Q^{n+1}=\overline{Q}^n$？

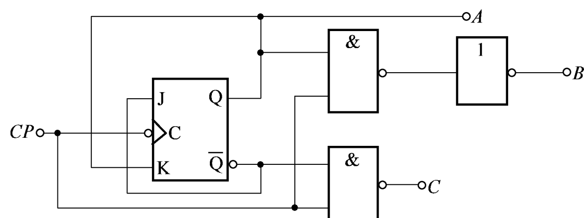
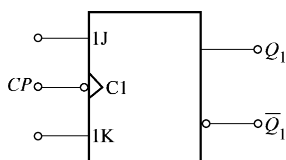
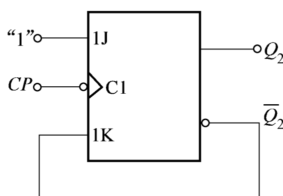


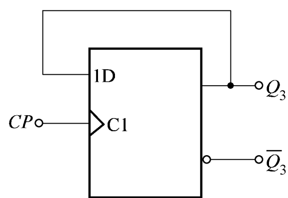
图 13-102　习题 13-23 图



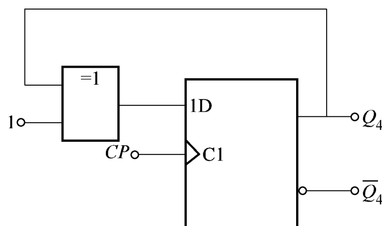
a)



b)



c)



d)

图 13-103　习题 13-24 图

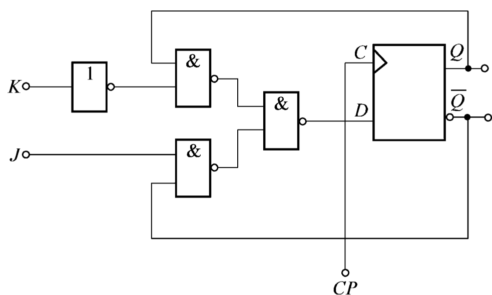


图 13-104　习题 13-25 图

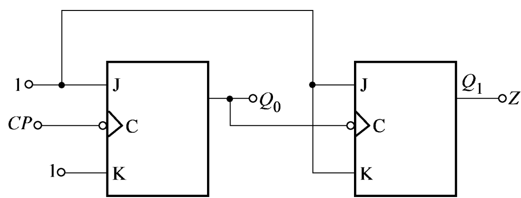
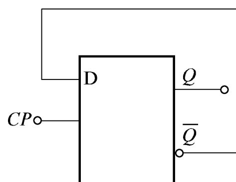
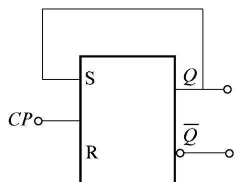


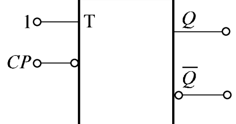
图 13-105　习题 13-26 图



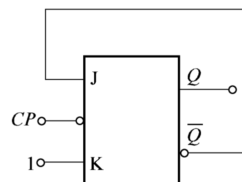
a)



b)



c)



d)

图 13-106　习题 13-27 图

13-28　试分析图 13-107 为几进制数的计数器。

13-29　试分析图 13-108 所示为几进制数的计数器。

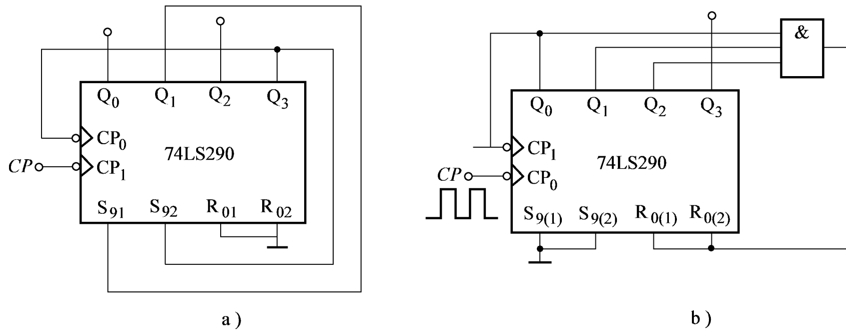


图 13-107　习题 13-28 图

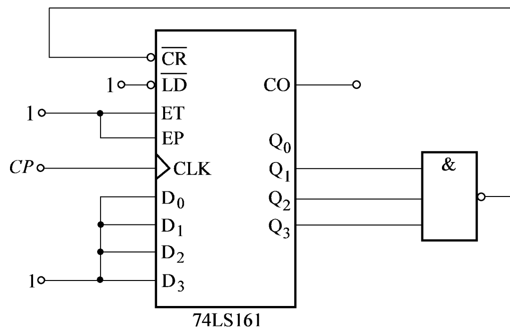


图 13-108　习题 13-29 图

第 14 章

电力电子技术及其应用

电力电子技术是一门应用于电力领域的电子技术，就是使用电力电子器件对电能进行变换和控制的技术。电力电子技术所变换的“电力”功率可大到数百兆瓦甚至吉瓦，也可以小到数瓦甚至 1W 以下，和以信息处理为主的信息电子技术不同，电力电子技术主要用于电力变换。

14.1　电力电子器件

电力电子器件（Power Electronic Device）又称为功率半导体器件，或功率电子器件，是用于电能变换和电能控制电路中的大功率（通常指电流为数十至数千安，电压为数百伏以上）电子器件。

14.1.1　电力电子器件简介

1. 定义

电力电子电路中，能实现电能的变换和控制的半导体电子器件称为电力电子器件。

2. 分类

1）按照器件的控制能力分为以下三类：

半控型器件：晶闸管（Thyristor），也称为可控硅整流器（Silicon Controlled Rectifier，SCR）及其大部分派生器件。其特征是：控制极只能控制器件导通，不能控制关断。

全控型器件：绝缘栅双极型晶体管（Insulated-Gate Bipolar Transistor，IGBT）、金属-氧化层-半导体-场效应晶体管（MOSFET）、门极关断（Gate-Turn-Off，GTO）晶闸管。其特征是：控制极可以控制器件导通和关断。

不可控器件：功率二极管（Power Diode）。

2）按照器件控制信号特征分为以下两类：

电流驱动型：通过从控制极注入或者抽出电流来实现导通或者关断的控制，如 SCR、GTO。

电压驱动型：仅通过在控制极和公共端之间施加一定的电压信号就可实现导通或者关断的控制，其本质是通过加在控制极上的电压在器件的两个主电路端子之间产生可控的电场来

改变流过器件的电流大小和通断状态，所以又称为场控器件，或场效应器件，如 IGBT、MOSFET。

3）按照器件内部载流子参与导电的情况分为以下三类：

单极型器件：由一种载流子参与导电的器件，如 MOSFET。

双极型器件：由电子和空穴两种载流子参与导电的器件，如 SCR、GTO。

复合型器件：由单极型器件和双极型器件集成混合而成的器件，如 IGBT。

3. 电力电子器件的一般工作特征

1）电力电子器件一般都工作在开关状态。

2）电力电子器件往往需要由信息电子电路来控制，即驱动电路、控制电路。

3）工作时由于通态损耗、开关损耗等引起发热，在其工作时一般都要考虑散热设计或安装散热器。

4. 对电力电子器件的要求

1）开关速度快，承受电压和电流能力强，工作损耗小。

2）断态时，能承受很高的电压，漏电流很小。

3）通态时，电流密度很高，压降很低。

4）在断态和通态间能很快转换。

5）在导通时能限制电流上升率。

6）在电路事故状态下无需外电路元件的帮助就能限制电流。

7）能实现自关断的特性以简化控制电路。

8）集驱动、保护为一体，多元件封装在一个模块中，以进一步简化电路。

5. 选用电力电子器件时需要考虑的因素

1）导通压降。尽量选择低导通压降的器件，因为管耗与之成正比。

2）运行频率。器件的开关时间越短，可运行频率越高。

3）器件容量。输出频率、电压及电流等级、功率损耗等参数。

4）耐冲击能力。器件短时间内承受过电流的能力。

5）可靠性。器件防止误导通的能力（半控型器件不如全控型器件）。

14.1.2　不可控器件——功率二极管

功率二极管（Power Diode）在 20 世纪 50 年代初期就获得应用，当时也被称为半导体整流器。它的基本结构和工作原理与信息电子电路中的二极管相同，都以半导体 PN 结为基础，实现正向导通、反向截止的功能。其重要类型有：普通二极管、快恢复二极管、肖特基二极管。

1. 功率二极管的结构和工作原理

功率二极管的基本结构和工作原理与信息电子电路中的二极管一样，以半导体 PN 结为基础，由一个面积较大的 PN 结和两端引线以及封装组成。从外形上看，小容量的功率二极管是在两端用引线引出的引线型，中等容量（200A 以下）的是用螺栓安装到散热器的螺栓型，大容量（200A 以上）的是上下两面用散热器压紧接触，使热量向两面散热的平板型。功率二极管的外形、结构和图形符号如图 14-1 所示。

功率二极管的工作原理与普通二极管的基本原理一样，即 PN 结具有单向导电性。

2. 功率二极管的主要参数

1）正向平均电流 I_F。功率二极管长期运行时，在指定的管壳温度和散热条件下，其允许流过的最大工频正弦半波电流的平均值。

2）正向压降 U_F。在指定温度下，流过某一指定的稳态正向电流时对应的正向压降。

3）反向重复峰值电压 U_{RRM}。对功率二极管所能重复施加的反向最高峰值电压。使用时，应当留有两倍的裕量。

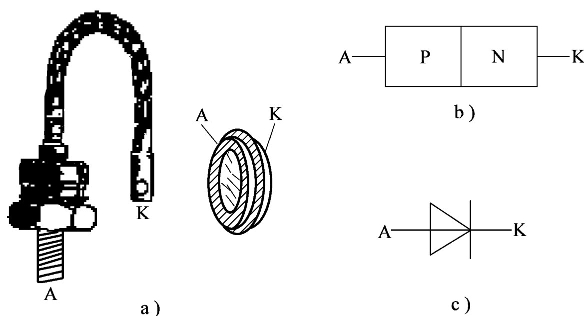


图 14-1　功率二极管的外形、结构和图形符号
a）外形　b）结构　c）图形符号

4）反向恢复时间 t_{rr}。由于结电容的存在，二极管在由正向偏置到零偏置（外加电压为零）再到反向偏置这三种状态的转换过程中，必须经历一个过渡过程。其间，当处于正向导通状态的二极管突然加一个反向电压时，它不是立即截止关断，而是需要一个短暂的时间后才转变成反向截止关断，从电压反向到真正反向截止关断期间，二极管的电流从原稳态值下降到零，并有一较大的反向电流冲击，然后再回到零电流状态。t_{rr}反向恢复时间就是指 I_F 从正向下降过零开始，到反向电流恢复为零（或一个较小数值）时的一段时间。在实际应用中，工作频率越高，要求 t_{rr}越小，一般普通功率二极管约在 5μs 以上，而快恢复二极管（FRD）可低至 50ns，肖特基二极管（SBD）可达到 10ns 的水平。

5）最高工作结温 T_{JM}。结温是指管芯 PN 结的平均温度，用 T_J 表示。T_{JM}是指在 PN 结不至损坏的前提下所能承受的最高平均温度。T_{JM}通常在 125 ~175℃范围之内。

6）浪涌电流 I_{FSM}。指功率二极管所能承受最大的连续一个或几个工频周期的过电流。

3. 选择功率二极管的原则

1）选择正向平均电流的原则。在规定的室温和冷却条件下，只要所选管子的额定电流有效值大于管子在电路中实际可能通过的最大电流有效值即可。一般选择 1.5 ~2 倍的安全裕量。

2）选择额定电压 U_{RRM}的原则。一般选择管子可能承受的反向最高峰值电压的 2 倍。

3）实际应用时，设计工程师经常要计算反向恢复时间，以便评估二极管在高频开关电路中工作的可靠性，根据实际经验，反向恢复时间越短，二极管的开关速度越快。

4. 功率二极管的主要类型

1）标准工频型（或普通型 Rectifier Diode，RD）。恢复特性慢但可获得高的电压和电流定额。多用于工作频率要求不高的场合，如电力牵引、电镀、焊接等。

2）快恢复二极管（Fast Recovery Diode，FRD）。恢复时间短，特别是反向恢复时间短。适用于中等电压和电流范围，多用作高频开关使用，用于逆变和斩波电路。

3）肖特基势垒二极管（Schottky Barrier Diode，SBD）。由金属半导体构成，为多数载流子器件，它具有低导通电压和极短的开关时间。但反向漏电流大和阻断电压低是其缺点。主要用于高频、低压的场合，如小开关电源中。

5. 功率二极管的主要应用

1）整流。最基本的应用，利用其单向导电性，正偏时导通，反偏时截止。整流电路如图 14-2 所示。

2）续流。当开关切断电感电路时，为防止电感产生很高的自感电动势而损坏设备，接入一个二极管，使电感电流有一个继续流动的回路，避免电感断流时在开关器件两端出现的高压。续流电路如图 14-3 所示。

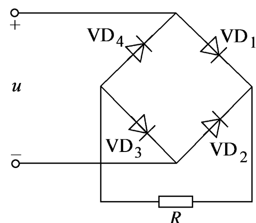


图 14-2　整流电路

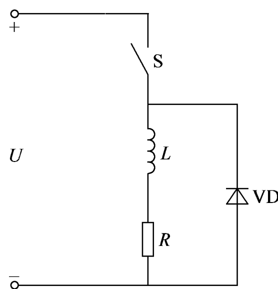


图 14-3　续流电路

14.1.3　半控型器件——晶闸管

晶闸管即晶体闸流管、可控硅整流器（Silicon Controlled Rectifier，SCR），由美国贝尔实验室于 1956 年发明。晶闸管的发明和应用，开辟了电力电子技术迅速发展和广泛应用的崭新时代。

1. 晶闸管的结构和工作原理

晶闸管有螺栓型和平板型两种封装，有阳极（A）、门极（G）和阴极（K）三个连接端，如图 14-4a 所示。螺栓型封装通常螺栓是其阳极，能与散热器紧密连接且安装方便。平板型晶闸管可由两个散热器将其夹在中间。晶闸管的内部结构示意图如图 14-4b 所示。它由 PNPN 四层半导体交替叠合而成，中间形成三个 PN 结。阳极 A 从上端 P_1 区引出，阴极 K 从下端 N_2 区引出，又在中间 P_2 区上引出门极（或称控制极）G。图 14-4c 为晶闸管的图形符号，图 14-4d 为晶闸管模块外形。

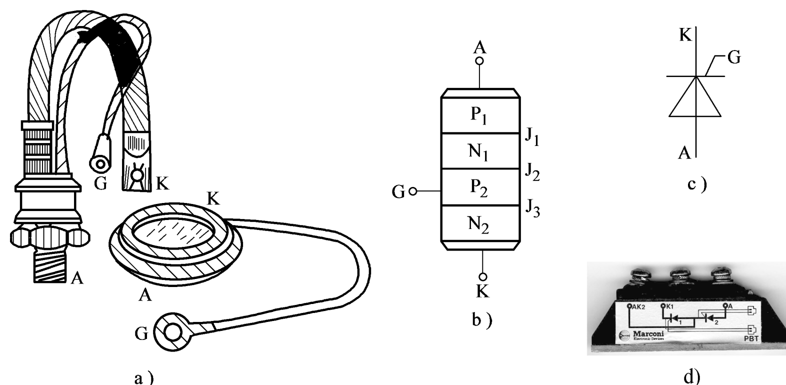


图 14-4　晶闸管的封装、内部结构、图形符号和模块外形

a）晶闸管封装　b）内部结构　c）图形符号　d）模块外形

工作原理：当晶闸管在阳极和阴极之间加正向电压，同时门极和阴极之间加适当的正向电压（实际工作中，门极加正触发脉冲信号）时，晶闸管就会导通。要晶闸管关断，则需要在阳极上加反向电压或将阳极电流减小到足够小的程度（维持电流 I_H 以下）。

晶闸管的特性可以用图 14-5 来解释。因为晶闸管具有三个 PN 结，所以可以把晶闸管看成由一只 NPN 晶体管与一只 PNP 晶体管组成，如图 14-5a 所示。在阳极 A 和阴极 K 之间加上正向电压以后，VT_1、VT_2 两只晶体管因为没有基极电流，所以晶体管中均无电流通过。此时若在 VT_1 的基极 G（即晶闸管的门极）加上正向电压，使基极产生电流 I_G，此电流经晶体管 VT_1 放大后在 VT_1 的集电极上产生 $I_{C1}=\beta_1 I_G$ 电流。又因为 VT_1 的集电极就是 VT_2 的基极，所以经过 VT_2 再次放大，在 VT_2 集电极上的电流达到 $I_{C2}=\beta_1\beta_2 I_G$。而该电流重新反馈到 VT_1 基极，又一次被 VT_1 放大。如此反复下去，VT_1 与 VT_2 之间因为强烈的正反馈，两只晶体管迅速饱和导通。此时，晶闸管的管压降为 1V 左右，如图 14-5b 所示。以后由于 VT_1 基极上已经有正反馈电流，所以即使去掉 VT_1 基极 G 上的正向电压，VT_1 与 VT_2 仍能继续保持饱和导通状态。

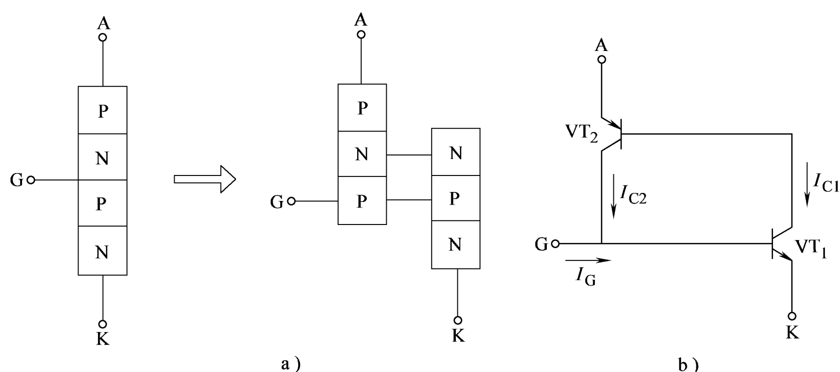


图 14-5　晶闸管的结构和工作原理

a）晶闸管结构分解示意图　b）晶闸管工作原理示意图

2. 晶闸管的伏安特性

晶闸管的伏安特性曲线是指在一定的 i_G 条件下阳极电流 i_A 与管压降 u_{AK}之间的关系曲线，如图 14-6 所示，i_A 与 u_{AK}之间的函数关系可表示为

$$i_A=f(u_{AK})\mid_{i_G}$$

（1）正向特性

晶闸管的正向特性可以分成两部分来讨论。

1）正向导通特性。图 14-6 中，曲线 *AB* 段反映晶闸管的正向导通特性。这是指晶闸管已经导通之后其 i_A 与 u_{AK}之间的关系。这部分特性与普通二极管的正向特性类似，其正常工作时的正向导通压降大约为 1V。由于是已经导通之后的特性，所以这部分特性与控制极电流 i_G 无关。

2）正向阻断-触发特性。图 14-6 中，曲线 *OC*、*OC′*段反映晶闸管的“正向阻断-触发特性”。显然，这部分特性与控制极电流 i_G 有关。

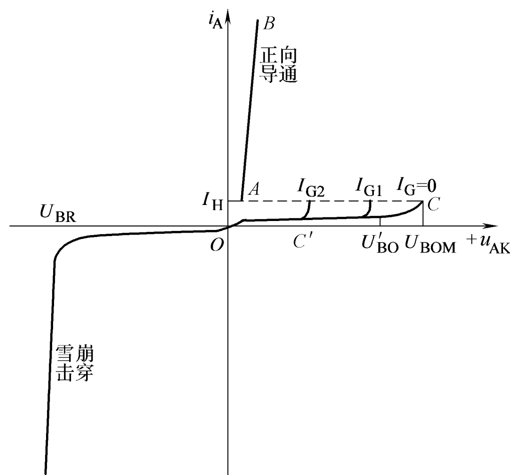


图 14-6　晶闸管的伏安特性曲线

曲线 *OC* 段表明，当 $i_G=0$（一般是门极 G 开路）时，一开始随着加在晶闸管上的正向电

压 u_{AK}逐渐增大，晶闸管并不导通，始终处于正向阻断状态，只有一个很小的正向漏电流 i_A 通过晶闸管。但是当外电源使 u_{AK}大到一定程度（一般可达几百伏以上）时，i_A 会突然增大以至使晶闸管立即由阻断状态跳变到导通状态，工作特性也由 OC 段跳变到 AB 段。同时，晶闸管的管压降 u_{AK}也由这个最大正向阻断电压值（U_{BOM}）跳变为导通压降（1V 左右）。至于晶闸管的工作状态具体是处于 AB 段的哪一个点上，则由外电路决定。图中的 U_{BOM}称为晶闸管的正向阻断峰值电压或最大正向转折电压。

曲线 OC'段表明，当门极电流 i_G 为大于零的某值时，只要 u_{AK}达到小于 U_{BOM}的某值（U_{BO}'）时，晶闸管就会被提前触发导通。U_{BO}'称为这个 i_G 条件下的转折电压。如果继续增大 i_G 的幅值，晶闸管的转折电压会继续减小，如图 14-6 所示。

（2）反向特性

晶闸管在反接时是不会导通的。它的反向特性与普通二极管的反向特性类似，并且与门极电流无关。由于 $u_{AK}<0$，所以自阴极至阳极会有一个很小的反向漏电流。但是当$|u_{AK}|$很大时，晶闸管也会发生反向击穿。图中的标量 U_{BR}称为晶闸管的反向击穿电压。一般的商品器件其 U_{BR}值可高达几百伏以上。使用中要防止作用在晶闸管上的实际反向电压幅度接近使 $i_G=0$ 时的值，以避免被反向击穿而烧毁。

3. 晶闸管的主要参数

1）额定正向平均电流 I_F：在环境温度小于 40℃和标准散热条件下，允许连续通过晶闸管的工频正弦半波电流的平均值。

2）维持电流 I_H：在门极开路和规定环境温度下，维持晶闸管导通的最小阳极电流。当晶闸管正向电流小于维持电流 I_H 时，会自行关断。

3）触发电压 U_G 和触发电流 I_G：在室温时，晶闸管上加 $U=6V$ 直流电压的条件下，使晶闸管从关断到完全导通所需的最小门极直流电压和电流。一般 U_G 为（1～5）V，I_G 为几十至几百毫安。

4）正向转折电压 U_{BO}：在额定结温和门极开路条件下，晶闸管从关断转为导通的正弦波半波正向电压峰值。

5）正向重复峰值电压 U_{DRM}：门极开路的条件下，允许重复作用在晶闸管上的最大正向电压。一般 U_{DRM}与正向转折电压 U_{BO}之间的关系为 $U_{DRM}=80\% U_{BO}$。

6）反向重复峰值电压 U_{RRM}：门极开路的条件下，允许重复作用在晶闸管上的最大反向电压。一般 U_{RRM}与反向转折电压 U_{BR}之间的关系为 $U_{RRM}=80\% U_{BR}$。

除以上几个主要参数外，晶闸管还有一些其他参数，如正向平均电压 U_P、门极反向电压 U_{GRM}和浪涌电流 I_{FSM}等。

4. 晶闸管的使用

（1）晶闸管的简易判别

一般可用万用表电阻档检查晶闸管阳极与阴极之间以及阳极与门极之间有无短路。将万用表置于电阻档，测量阳极与阴极之间、阳极与门极之间的正反向电阻，正常时应很大（几百千欧以上）。再检查门极与阴极间有无短路或断路。可将万用表置于电阻档，测出门极对阴极正向电阻，一般应为几欧至几百欧，反向电阻比正向电阻要大一些。其反向电阻不太大不能说明晶闸管不好，但其正向电阻不能为零或大于几千欧。正向电阻为零时，说明门极与阴极间短路；大于几千欧时，说明门极与阴极间断开。

（2）晶闸管的使用注意事项

1）选用晶闸管的额定电压时，应参考实际工作条件下的峰值电压的大小，并留出一定的裕量。

2）选用晶闸管的额定电流时，除了考虑通过器件的平均电流外，还应注意正常工作时导通角的大小、散热通风条件等因素。在工作中还应注意管壳温度不超过相应电流下的允许值。

3）使用晶闸管之前，应该用万用表检查晶闸管是否良好。发现有短路或断路现象时，应立即更换。

4）严禁用兆欧表检查器件的绝缘情况。

5）电流为5A以上的晶闸管要装散热器，并且保证所规定的冷却条件。为保证散热器与晶闸管管芯接触良好，它们之间应涂上一薄层有机硅油或硅脂。

6）按规定对主电路中的晶闸管采用过电压及过电流保护装置。

7）要防止晶闸管门极的正向过载和反向击穿。

（3）晶闸管的触发电路

要使晶闸管导通，除了加正向阳极电压外还必须在门极和阴极之间加触发信号。提供触发信号的电路称为触发电路。触发电路应满足以下几个条件：

1）触发脉冲信号发出的时刻必须与主电路电源电压的相位具有一定对应的控制角关系，并有足够的移相范围。

2）触发脉冲有足够大的电压和电流。一般触发电压为4～10V。

3）触发脉冲应有足够的脉宽，以保证晶闸管可靠触发。脉宽最好在20～50μs之间，一般不小于10μs。

4）触发脉冲应具有陡峭的上升沿，以保证触发时间的准确性，最好在10μs以下。

5）没有触发时，触发电压应尽量小，以避免误触发。一般应小于0.15V。

（4）晶闸管的保护

晶闸管的主要弱点是承受过电流和过电压的能力很差，即使短时间的过电流和过电压，也可能导致晶闸管的损坏，所以必须对它采用适当的保护措施。

1）过电流保护。晶闸管出现过电流的主要原因是过载、短路和误触发。过电流保护有以下几种。

快速熔断器：快速熔断器中的熔丝是银质的，只要选用适当，在同样的过电流倍数下，它可以在晶闸管损坏前先熔断，从而保护了晶闸管。

过电流继电器：当电流超过过电流继电器的整定值时，过电流继电器就会动作，切断电路。但由于继电器动作到切断电路需要一定时间，所以只能用作晶闸管的过载保护。

过载截止保护：利用过电流的信号将晶闸管的触发信号后移，或使晶闸管的导通角减小，或干脆停止触发，保护晶闸管。

2）过电压保护。过电压可能导致晶闸管的击穿，其主要原因是由于电路中电感元件的通断、熔断器熔断或晶闸管在导通与截止间的转换过程中可能产生较高的电压。对过电压保护可采用两种措施。

阻容保护：阻容保护是电阻和电容串联后，接在晶闸管电路中的一种过电压保护方式，其实质是利用电容器两端电压不能突变和电容器的电场储能以及电阻是耗能元件的特性，把

过电压的能量变成电场能量储存在电场中，并利用电阻把这部分能量消耗掉。

还有一种是硒堆保护。

5. 小结

1）晶闸管是一种“以小控大”的功率（电流）型器件，它的全称是晶体闸流管，又称可控硅整流器，简称 SCR，它像闸门一样，能控制电流的流通。其特点是体积小、重量轻、耐压高、容量大、效率高、控制灵敏、使用寿命长，主要用于可控整流、逆变、调压、无触点开关等方面。

2）晶闸管导通的条件：在阳极和阴极间加正向电压，在门极和阴极间加正向触发电压。

3）晶闸管导通后，门极就失去控制作用，只有减小阳极和阴极间电压至零，或加反向电压，晶闸管才能关断。

14.1.4　全控型器件

在晶闸管发明后的一段时间里，它得到了迅速的普及和应用，然而，人们很快发现了它的“美中不足”，即晶闸管是半控型功率电子器件，通常只能控制它在什么时刻导通，却很难控制它的关断，欲控制晶闸管的关断，需另加一套繁杂而庞大的控制电路，靠加反压来强迫导通的晶闸管关断。这不仅增加了控制系统的复杂性和成本，而且使系统的可靠性下降。于是，人们就开始研制各种既可以控制导通又可以控制关断的全控型功率电子器件。经过数十年的科学研究，各类全控型的功率电子器件不断涌现并迅速进入了实用化阶段。其中，门极关断（GTO）晶闸管、功率场效应晶体管（Power-MOSFET）和绝缘栅双极型晶体管（IGBT）就是全控型功率电子器件的典型代表。目前，在实际应用中最常见的全控型功率电子器件是 GTO、MOSFET 和 IGBT。

1. 门极关断（GTO）晶闸管

GTO 是一种电流注入型自关断器件，是晶闸管的一种派生器件。它除具有晶闸管的全部优点，如耐压高、电流大、抗浪涌能力强、造价便宜等外，还具有自关断能力，所以不再是半控型器件而成为全控型器件。在它的内部有电子和空穴两种载流子参与导电，所以它属于全控型双极型器件。它的图形符号如图 14-7 所示，有阳极 A、阴极 K 和门极 G 三个电极。

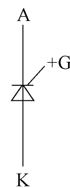


图 14-7　GTO 的图形符号

（1）GTO 的基本工作原理

GTO 的工作原理与普通晶闸管相似，其结构也可以等效看成是由 PNP 与 NPN 两个晶体管组成的反馈电路。两个等效晶体管的电流放大倍数分别为 s_1 和 s_2。GTO 触发导通的条件是：当它的阳极与阴极之间承受正向电压，门极加正脉冲信号（门极为正，阴极为负）时，可使 $s_1+s_2>1$，从而在其内部形成电流正反馈，使两个等效晶体管接近临界饱和导通状态。

导通后的管压降比较大，一般为 2～3V。只要在 GTO 的门极加负脉冲信号，即可将其关断。当 GTO 的门极加负脉冲信号（门极为负，阴极为正）时，门极出现反向电流，此反向电流将 GTO 的门极电流抽出，使其电流减小，s_1 和 s_2 也同时下降，以致无法维持正反馈，从而使 GTO 关断。因此，GTO 采取了特殊工艺，使管子导通后处于接近临界饱和状态。由于普通晶闸管导通时处于深度饱和状态，用门极抽出电流无法使其关断，而 GTO 处于临界饱和状态，因此可用门极负脉冲信号破坏临界状态使其关断。

由于 GTO 门极可关断，关断时，可在阳极电流下降的同时再施加逐步上升的电压，不像普通晶闸管关断时是在阳极电流等于零后才能施加电压的。因此，GTO 关断期间功耗较大。另外，因为导通压降较大，门极触发电流较大，所以 GTO 的导通功耗与门极功耗均比普通晶闸管大。

（2）GTO 的特定参数

GTO 的许多参数都和普通晶闸管有相同的意义，但也有一些参数是 GTO 所特有的，这主要包括：

1）最大可关断阳极电流 I_{ATO}。GTO 的最大阳极电流除了受发热温升限制外，还会由于管子阳极电流 I_A 过大使 s_1+s_2 稍大于 1 的临界导通条件被破坏，管子饱和加深，导致门极关断失败。因此，GTO 必须规定一个最大可关断阳极电流 I_{ATO}，也就是管子的铭牌电流。I_{ATO}与管子电压上升率、工作频率、反向门极电流峰值和缓冲电路参数有关，在使用中应予以注意。

2）关断增益 b_q。这个参数是用来描述 GTO 关断能力的。关断增益 b_q 为最大可关断阳极电流 I_{ATO}与门极负电流最大值 I_{GM}之比。目前大功率 GTO 的关断增益为 3～5。采用适当的门极电路，很容易获得上升率较快、幅值足够大的门极负电流，因此在实际应用中不必追求过高的关断增益。

3）掣住电流 I_L。与普通晶闸管定义一样，I_L 是指门极加触发信号后阳极大面积饱和导通时的临界电流。GTO 由于工艺结构特殊，其 I_L 要比普通晶闸管大得多，因而在电感性负载时必须有足够的触发脉冲宽度。

GTO 有能承受反压和不能承受反压两种类型，在使用时要特别注意。

2. 功率场效应晶体管（Power-MOSFET）

功率场效应晶体管（Power Metal Oxide Semiconduct Field Effect Transistor），简称功率 MOSFET（Power-MOSFET），有时也称功率 MOS 管，它是一种大功率的绝缘栅型场效应晶体管，和用于信息处理的小功率 MOSFET 一样，它也有 N 沟道和 P 沟道之分，也有耗尽型和增强型之分，但在生产工艺上，为了满足高电压、大电流的需要，它做了很多改进。目前功率 MOSFET 基本上都是增强型的产品，N 沟道的占多数，也有部分 P 沟道的产品。

（1）功率 MOSFET 的基本特性

由于功率 MOSFET 在导通时只有一种载流子（多数载流子）参与导电，是单极型晶体管，且它是由栅极电压来控制漏极电流的，属于电压控制型元件（上述特点与普通的小功率 MOSFET 完全一样），所以它在全控型电力电子器件中，具备了两个最突出的优点：

1）栅极驱动电路简单，其驱动功率也是几种全控型器件中最小的。

2）开关特性好，开关速度是所有全控型器件中最快的，故工作频率最高，可达数百千赫甚至兆赫级。

此外，功率 MOSFET 还有一些突出优点，如它的通态电阻具有正温度系数，便于器件的并联运用；它的热稳定性好，不存在二次击穿问题。它的缺点是电流容量小（在几十安的范围内）、电压耐量低（通常不大于 1000V）且高耐压的管子导通时的漏源间电阻 $R_{DS(on)}$ 大，故它一般只用于高频（数十千赫到数百千赫）、中小功率（一般不大于 10kW）的场合。功率 MOSFET 的电路图形符号和成品的电路图如图 14-8 所示。

在功率 MOSFET 成品中，寄生了一个反向并联的快恢复二极管，由于两者不可分割，而在产品中功率 MOSFET 的开关速度比寄生的快恢复二极管速度要快很多，所以两者的参

数是分别标出的，使用时也需仔细考察快恢复二极管的参数。

（2）功率 MOSFET 的基本工作原理

功率 MOSFET 是电压型控制器件，它通过控制栅源电压来控制器件的导通与关断。当 $U_{GS} \geqslant U_T$（开启电压）时，器件导通，因它采用电压控制，栅源间的输入阻抗极高，输入电流极小。采用转移特性 $I_D = f(U_{GS})$ 可以描述输入电压和输出电流间的关系，在 I_D 较大时，$I_D = f(U_{GS})$ 近似为线性的，其斜率定义为跨导：$G_{fs} = dI_D/dU_{GS}$。功率 MOSFET 的输出特性也和普通的小功率 MOSFET 一样，分为截止区、可变电阻区和恒流区，功率 MOSFET 实际工作在开关状态，即在截止区和可变电阻区之间来回转换。

1）静态特性（转移特性和输出特性）：功率 MOSFET 的转移特性曲线和输出特性曲线如图 14-9 所示。其中，U_T 为开启电压。

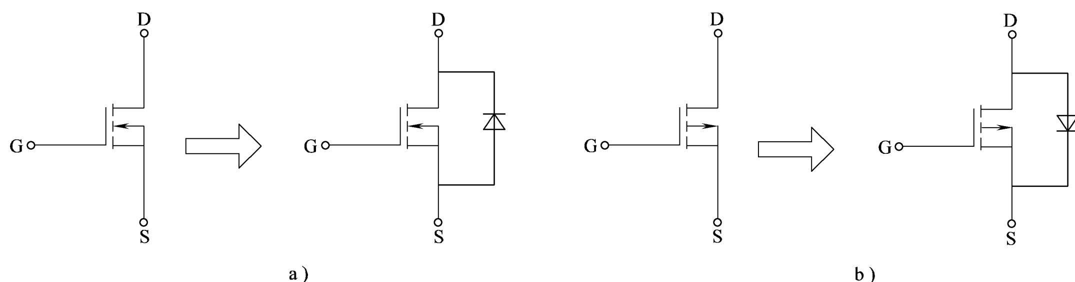


图 14-8　功率 MOSFET 的电路图形符号和成品的电路图

a）N 沟道电路图形符号和成品的电路图　b）P 沟道电路图形符号和成品的电路图

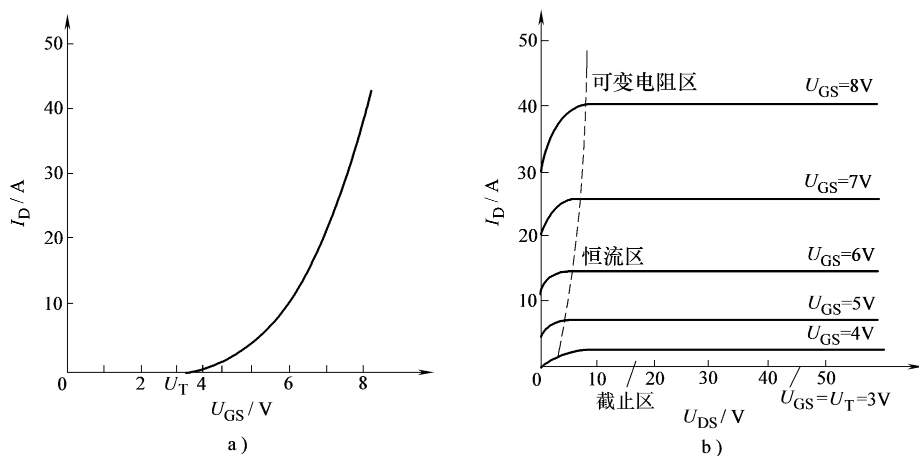


图 14-9　功率 MOSFET 的静态特性曲线

a）转移特性曲线　b）输出特性曲线

2）开关特性（动态特性）：图 14-10 给出了功率 MOSFET 的开关特性曲线。由于工艺的原因，在功率 MOSFET 的栅极和源极之间有一个很大的等效输入电容 C_{in}。其大小可由几百皮法至上万皮法（数十纳法），这样，在它的开关过程中，电容 C_{in} 两端的电压不能突变，必定要经过一段过渡过程才能使 C_{in} 两端的电压充到某值或放电为零。这样，功率 MOSFET 的开关过程实际上是受 C_{in} 制约的，要加快开关速度，只能降低栅极和源极间输入回路的充放电时间常数 τ

$$\tau \approx C_{in}R_{eq}$$

式中，C_{in}是器件的输入等效电容；R_{eq}是充（放）电回路中的等效电阻。

由于在开通过程中，功率 MOSFET 的 $U_{GS} > U_T$（开启电压）时，器件即已开通，故可以增加控制信号 U_P 的幅度来加快开通过程，而关断过程也可以通过给栅极和源极间加一负脉冲，加速电容 C_{in}的放电而迅速关断。

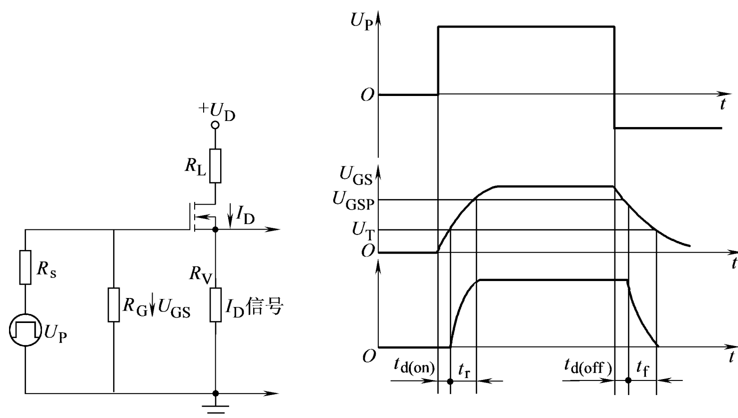


图 14-10　功率 MOSFET 的开关特性曲线

（3）功率 MOSFET 的主要参数

1）漏极击穿电压 U_{DS}。指功率 MOSFET 能承受的最高工作电压，是标称功率 MOSFET 额定电压的参数。通常选 U_{DS}为实际工作电压的 2～3 倍。

2）漏极直流电流 I_D 和漏极脉冲电流幅值 I_{DM}。指在规定的测试条件下，最大漏极直流电流、漏极脉冲电流的幅值，是标称功率 MOSFET 额定电流的参数。

3）通态电阻 R_{ON}。指在一定栅源电压下，功率 MOSFET 从可变电阻区进入恒流区时的直流电阻值。由功率 MOSFET 输出特性曲线可知，在一定范围内，R_{ON}将随着 U_{GS}的增加而减小。显然，通态电阻 R_{ON}越小，通态损耗越小。另外，R_{ON}具有正的温度系数，即结温升高时 R_{ON}增加。R_{ON}的正温度系数特性使得通过各功率 MOSFET 的电流趋于平均，便于功率 MOSFET 并联应用。

4）开启电压 U_T。漏-源极间形成导电沟道所需的最小栅源电压，一般为 5V 左右。

（4）对功率 MOSFET 驱动电路的要求

1）给功率 MOSFET 的栅极提供所需要的栅压，以保证功率 MOSFET 可靠导通。

2）减小驱动电路的输入电阻以提高栅极充放电速度，从而提高器件的开关速度。

3）实现主电路与控制电路间的电隔离。

4）因为功率 MOSFET 的工作频率和输入阻抗都较高，很容易被干扰，所以栅极驱动电路还应具有较强的抗干扰能力。

理想的栅极控制电压波形 U_G 如图 14-11 所示，提高栅极电压上升率 du_G/dt 可缩短开通时间，但过高会使管子在开通时承受过高的电流冲击。所加正、负栅极电压的幅值 U_{G1}、U_{G2}要小于器件规定的允许值。

3. 绝缘栅双极型晶体管（IGBT）

（1）IGBT 的基本结构特点

绝缘栅双极型晶体管（Insulated-Gate Bipolar Transistor，IGBT），它是由功率 MOSFET 与

功率晶体管（Giant Transistor，GTR）复合而成的，兼有 MOSFET 的高输入阻抗和 GTR 的低导通压降两方面的优点。GTR 饱和压降低，载流密度大，但驱动电流较大；MOSFET 驱动功率很小，开关速度快，但导通压降大，载流密度小。IGBT 综合了以上两种器件的优点，驱动功率小而饱和压降低，非常适合应用于直流电压为 600V 及以上的变流系统，如交流电动机、变频器、开关电源、照明电路、牵引传动等领域。IGBT 也是一个三端器件：栅极 G、集电极 C 和发射极 E，符号如图 14-12a 所示。

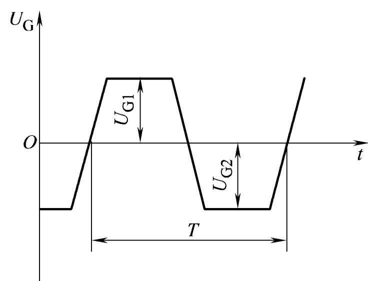


图 14-11　理想的栅极控制电压波形

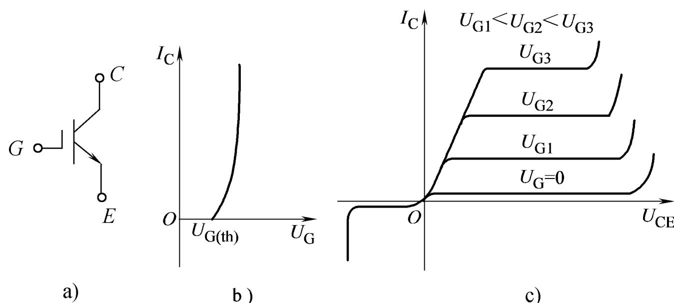


图 14-12　IGBT 的符号及静态特性曲线

a）图形符号　b）转移特性曲线　c）输出特性曲线

（2）IGBT 的基本特性

1）静态特性。与功率 MOSFET 相类似，IGBT 也用转移特性曲线 $I_C = f(U_{GE})$ 来描述栅射极间电压对集电极电流的控制关系。图 14-12b、c 给出了 IGBT 的转移特性曲线和输出特性曲线。

2）动态特性。IGBT 的动态特性即开关特性，如图 14-13 所示，其开通过程主要由其 MOSFET 结构决定。栅极电压从负偏置值增大至开启电压所需时间 $t_{d(on)}$ 为开通延迟时间；集电极电流由 10% 额定值增长至 90% 额定值所需时间为电流上升时间 t_r，故总的开通时间为 $t_{on} = t_{d(on)} + t_r$。

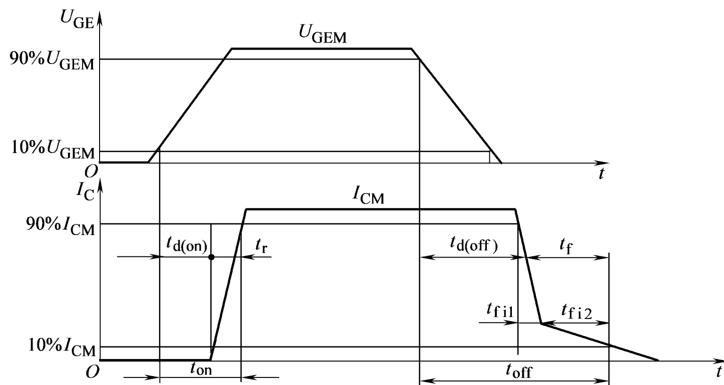


图 14-13　IGBT 的动态特性曲线

IGBT 的关断过程较为复杂，U_{GE} 从 U_{GEM} 下降沿到 U_{GEM} 的 90% 时刻起，至 I_C 降到 90% I_{CM} 止，这段时间称为关断延时时间 $t_{d(off)}$。集电极电流由 90% 额定值下降至 10% 额定值所需时间为下降时间 $t_f = t_{fi1} + t_{fi2}$，其中 t_{fi1} 对应器件中 MOSFET 部分的关断过程，t_{fi2} 对应器件中 PNP 晶体管中存储电荷的消失过程。由于经 t_{fi1} 时间后 MOSFET 结构已关断，IGBT 又未承

受反压，器件内存储电荷难以迅速消除，所以集电极电流需较长时间下降，形成电流拖尾现象。由于此时集射极间电压 U_{CE} 已建立，电流的过长拖尾将形成较大功耗使结温升高。总的关断时间则为 $t_{off}=t_{d(off)}+t_f$。

（3）IGBT 的主要参数

除了上述的开关特性参数之外，IGBT 的主要参数还有：

1）最大集射极间电压 U_{CES}——由内部 PNP 晶体管的击穿电压确定。

2）最大集电极电流——包括额定直流电流 I_C 和 1ms 脉宽最大电流 I_{CP}。

3）最大集电极功耗 P_{CM}——正常工作温度下允许的最大功耗。

（4）对 IGBT 驱动电路的要求

IGBT 的输入特性几乎和功率 MOSFET 相同，因此功率 MOSFET 的驱动电路同样适用于 IGBT。

练习与思考题

14-1-1　半控型器件和全控型器件有什么不同？

14-1-2　使晶闸管导通的条件是什么？

14-1-3　维持晶闸管导通的条件是什么？怎样才能使晶闸管由导通变为关断？

14-1-4　GTO 和普通晶闸管同为 PNPN 结构，为什么 GTO 能够自关断，而普通晶闸管不能？

14-1-5　试说明 IGBT、GTO 和功率 MOSFET 各自的优缺点。

14.2　单相可控整流电路

整流电路是出现最早的电力电子电路，是将交流电变为直流电的电路。整流电路按组成的器件可分为不可控、半控、全控三种；按电路结构可分为桥式电路和零式电路；按交流输入相数分为单相电路和多相电路。

可控整流电路（Controlled Rectifier）是利用晶闸管的单向导电可控特性，把交流电变成大小能控制的直流电的电路，通常称为主电路。在单相可控整流电路中，最简单的是单相半波可控整流电路，应用最广泛的是单相桥式半控整流电路。

14.2.1　单相半波可控整流

1. 电路组成

单相半波可控整流电路（Single Phase Half Wave Controlled Rectifier）如图 14-14 所示。它与单相半波整流电路相比较，所不同的只是用晶闸管代替了整流二极管。

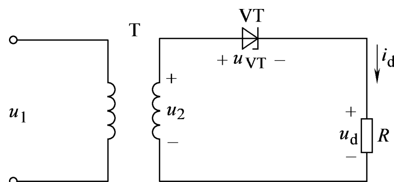


图 14-14　单相半波可控整流电路

2. 工作原理

单相半波可控整流电路波形如图 14-15 所示。在正弦电压 u_2 的每一个负半周期间，晶闸管都处于反向阻断状态。因此，相应的负载电压和电流为零，电源的整个负半周电压都加在晶闸管上，即晶闸管承受着电源施加的反向电压。

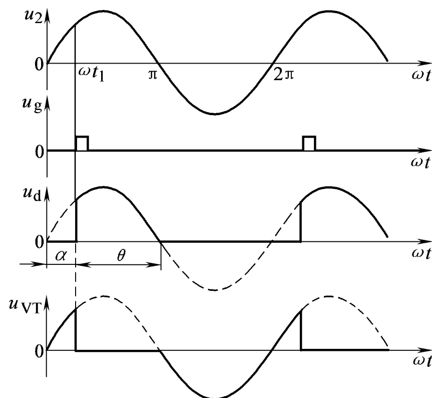


图 14-15　单相半波可控整流电路波形

在正弦电压 u_2 的每一个正半周开始后至相应的触发脉冲出现之前这一 α 角度范围之内，晶闸管是不能自行导通的，处于正向阻断状态。因此，这期间负载上的电压为零，晶闸管则承受着相应的正向电压。

直到触发脉冲 u_g 出现之后，晶闸管才被触发导通。在每一个正半周期间，晶闸管处于导通状态的角度范围为 $\theta = 180° - \alpha$。如果忽略它的导通压降，则它的相应电压波形为零，负载上的电压与电源的相应波形相同。

当正半周结束之后，晶闸管又受反向电压作用而关断，直到下一个正半周被再次触发为止。这样，直流负载 R 上的电压 u_d 就是一个不完整的半波整流波形。

如果改变 α 角的大小，亦即改变每个周期中触发脉冲出现的时刻，则可以改变负载上直流电压平均值 u_d 的大小。这就是“可控整流”的含义所在。

图 14-15 中，角度 α 称为触发延时角或移相角，角度 θ 称为导通角。若忽略晶闸管的导通压降，则 u_d 的平均值为 $u_d = \dfrac{1}{2\pi}\int_0^{\pi}\sqrt{2}U_2\sin\omega t \mathrm{d}\omega t = 0.45U_2\dfrac{1+\cos\alpha}{2}$。而负载的直流电流平均值 I_L 为 $i_d = \dfrac{u_d}{R}$。

14.2.2　电阻单相桥式半控整流

1. 电路组成

电阻单相桥式半控整流（Single Phase Bridge Contrelled Rectifier）电路如图 14-16 所示。电路使用了两个共阴极连接的晶闸管和两个共阳极连接的二极管，它们共同组成一个桥式结构。同时，两个晶闸管的门极也并联起来，这样它们的 G-K 端就可以受同一个触发脉冲 u_{GK} 的控制。

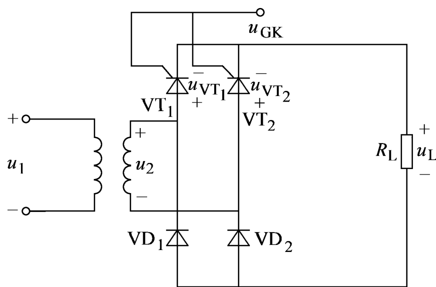


图 14-16　电阻单相桥式半控整流电路

2. 工作原理

电阻单相桥式半控整流电路的工作波形如图 14-17 所示。这里 u_{GK} 仍然与交流电压的周期同步，但是它的频率比交流电压的频率大一倍。即在正弦电压 u_2 的每一个半周开始后的 α 角度处都有一个脉冲出现，如图 14-17b 所示。

在正弦电压 u_2 的正半周，当触发脉冲到来时，VT_1 被触发导通，VT_1—R_L—VD_2 形成电流通路。这时虽然 VT_2 也受到同一个触发脉冲的作用，但其不具备导通条件，仍然处于阻断状态。

当正弦电压 u_2 过零时，VT_1 恢复关断。

在正弦电压 u_2 的负半周，当触发脉冲到来时，VT_2 被触发导通，VT_2—R_L—VD_1 形成电流通路。这时虽然 VT_1 也受到同一个触发脉冲的作用，但其不具备导通条件，仍然处于

关断状态。

这样，在交流电压的一个周期当中，流过负载的电流都是同一方向，负载电压为一个不完整的全波整流波形，如图 14-17c 所示。其直流电压平均值为 $U_d = 0.9U_2 \dfrac{1+\cos\alpha}{2}$。通过改变触发脉冲的相位，即可控制 U_d 的大小。

根据欧姆定律，负载电阻 R_L 中的直流平均电流为 $I_L = \dfrac{U_d}{R_L}$。流经晶闸管和二极管的平均电流为 $I_d = I_T = \dfrac{1}{2} I_L$。晶闸管和二极管承受的最高反向电压均为$\sqrt{2}U_2$。

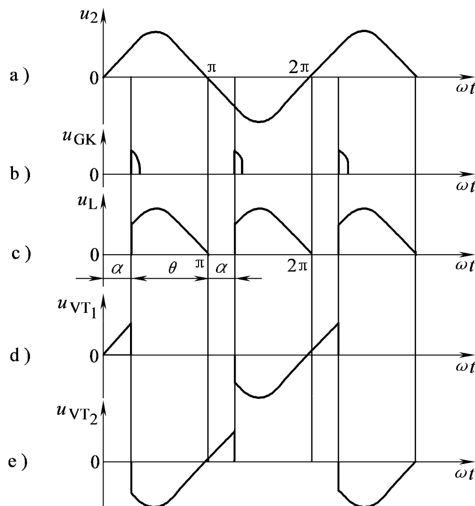


图 14-17　电阻单相桥式半控整流电路的工作波形

3. 其他负载类型的可控整流电路

如果整流电路的直流负载不是纯电阻性的，比如是一个直流电动机，那么这个负载可用 R、L 和一个反电动势的串联组合电路来代表。这时电路的工作波形要更复杂一些，其直流电压的平均值表达式也很不相同。但是基本的工作原理是相近的。

练习与思考题

14-2-1　单相半波可控整流电路中的晶闸管应如何选择？

14-2-2　电阻单相桥式整流电路与半控整流电流有何不同？

14.3　交流调压器与直流斩波器

1. 交流调压电路

交流调压电路（AC Voltage Regulator）是一种交流-交流变流电路，是把一种形式的交流变成另一种形式交流的电路。交流调压电路只改变电压、电流或控制电路的通断，而不改变频率，其基本工作原理是两个晶闸管反并联后串联在交流电路中，通过对晶闸管的控制就可控制交流电压。

2. 直流斩波电路

直流斩波电路（DC Chopper）是将直流电变为另一固定电压或可调电压的直流电的电路，也称为直流-直流变换器。直流斩波电路一般指直接将直流电变为另一直流电，不包括直流-交流-直流，其分为降压斩波和升压斩波电路两种。

14.4　逆变电路

逆变是与整流相对应的概念，逆变电路（Inverter Circuit）是把直流电变成交流电的电路。如果交流侧接电网，为有源逆变；如果交流侧接负载，为无源逆变。逆变电路分为电压型逆变电路和电流型逆变电路两种。

下面以单相桥式逆变电路为例说明逆变电路最基本的工作原理。图 14-18 中，$S_1 \sim S_4$ 是桥式电路的四个臂，由电力电子器件及辅助电路组成。负载为感性。t_1 时刻进行开关切换，t_2 时刻负载电流 i_o 变为零。

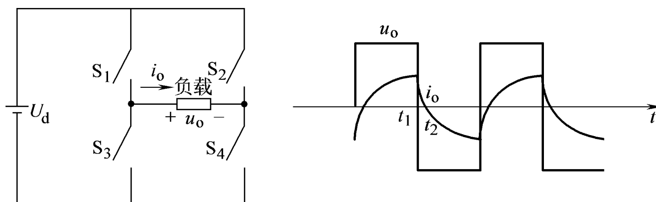


图 14-18　单相桥式逆变电路及输出端波形

当 S_1、S_4 闭合，S_2、S_3 断开时，负载电压 u_o 为正，如图 14-19 所示。当 S_1、S_4 断开，S_2、S_3 闭合时，负载电压 u_o 为负，如图 14-20 所示。

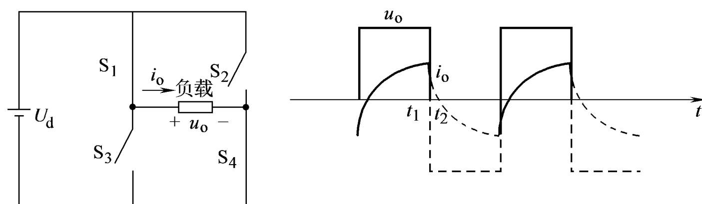


图 14-19　S_1、S_4 闭合，S_2、S_3 断开时的负载电压和电流

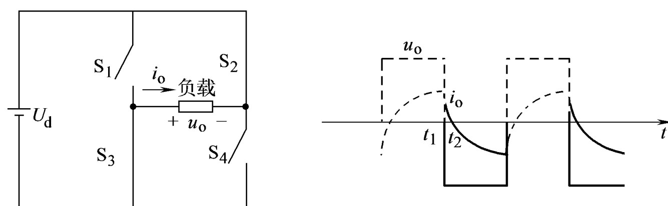


图 14-20　S_2、S_3 闭合，S_1、S_4 断开时的负载电压和电流

因此，逆变电路最基本的工作原理是改变两组开关切换频率，可改变输出交流电频率。

14.5　工程应用举例

14.5.1　触摸式延时开关

晶闸管触摸式延时开关电路如图 14-21 所示。当无触摸时，VT_1 基极为低电平，VT_1、VT_2 截止，电容 C 充满电，电阻 R_2 上的电压为零，晶闸管关断，灯 EL 灭。当人体碰触触摸片，感应信号使复合管 VT_1、VT_2 导通，电容 C 快速放电，同时触发晶闸管，灯 EL 亮。当人体离开时，VT_1、VT_2

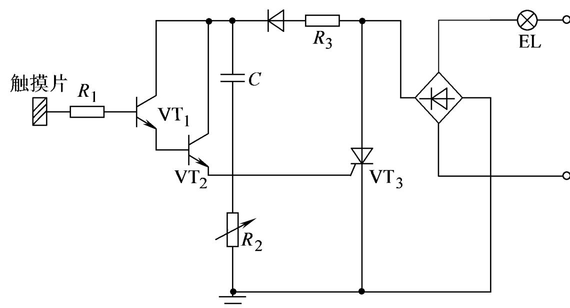


图 14-21　晶闸管触摸式延时开关电路

截止，电源对 C 充电，R_2 上电压下降，直至为零，晶闸管关断，灯 EL 灭。调节 R_2 阻值可控制灯亮时间。该电路可用作楼道照明灯开关，触摸一次，灯亮 2 ~ 3min，然后自动关闭，达到节电的目的。

14.5.2　降雨报警器

图 14-22 所示的电路是一个简单的降雨报警器，传感器由印制电路板制成。当雨点落在传感器上，使传感器导体短路，VT_1、VT_2 导通，电流 I_{E2} 流过 R_3 产生降压，使晶闸管 VT_3 触发导通，驱动电铃发声。

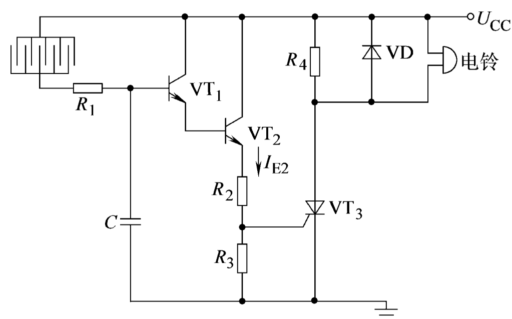


图 14-22　降雨报警器电路

第 15 章

数据采集系统

信息技术是在20世纪上半叶形成和发展起来的一门新兴技术科学。在人类探索自然和实现现代化的进程中，信息技术始终起着非常重要的作用。人们只有从外界获取大量准确、可靠的信息，并经过一系列的科学分析、处理、加工与判断后，才能认识、掌握自然界和科学技术中的各种现象及与其相关的变化规律。信息技术的发展和应用水平在一定意义上是一个国家和社会现代化程度的重要标志之一。

信息技术主要包括信息获取、传输、处理、存储、显示和应用等，现代信息技术的三大基础是信息的采集、传输和处理技术。其中，信息获取技术是信息技术的基础和前提，而数据采集技术是信息获取的主要手段和方法。

数据采集系统(Data Acquisition System,DAS)是计算机与外界联系的桥梁，是获取信息的重要途径，是自动检测、自动控制系统不可或缺的重要组成部分。它是把传感器检测到的各个参量（如温度、压力、流量、速度等）转换成电信号后，再经信号调理、采样、量化、编码等处理后送到控制器进行数据处理或存储记录的过程，传感器所转换成的电信号既有连续变化的模拟电流或电压信号，也有脉冲、频率信号等，对于这几类信号需要采用不同的方式进行转换处理。如果是脉冲、频率信号，可采用幅值变换、频压变换、用脉冲整形电路进行整形、滤波或经光电隔离器隔离后直接进入计算机；如果采集到的信号是连续变化的模拟电流或电压信号，则对它的处理相对比较复杂，下面重点加以介绍。

数据采集系统原理框图如图15-1所示。

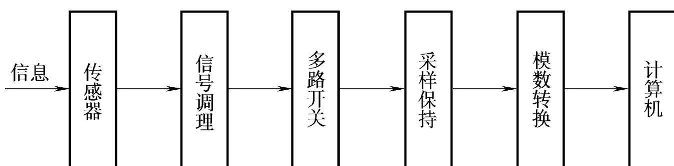


图 15-1　数据采集系统原理框图

如今的测控系统及智能化仪表都是以计算机（微处理器）为控制核心的，检测到的连续变化的（如反应温度、压力、流量、速度等信息）模拟电信号必须转换成离散的数字量，才能输入到微处理器进行处理，也就是输入的模拟信号必须进行模/数(A/D)转换，将连续的模拟量信号量化。

在对模拟信号进行模/数(A/D)转换时，从启动变换到变换结束需要一定的时间，把这一时间称为转换的孔径时间。由于孔径时间的存在，在A/D转换期间，输入的模拟信号如果发生变化，将会使A/D转换产生误差，输入信号频率越高，造成的误差越大，要防止这

种误差的产生，必须在 A/D 转换开始时将信号保持住，而在转换结束后又能跟踪输入信号的变化。能完成这种功能的器件成为采样/保持器。

在数据采集系统中，经常需要多路和多参数的采集和控制，如果每一路都单独拥有各自的输入回路，即都有信号调理、采样/保持器、A/D 转换等环节是不必要和不现实的，这样会导致系统庞大，成本提高。因此一般情况下，会采用共用采样/保持器、A/D 转换电路，这就需要采用模拟多路开关将各路模拟信号轮流切换到采样/保持器的输入端。

图 15-1 只是数据采集系统的一般结构形式，实际上在不同的场合，根据系统采样点数、转换精度和速度的不同要求，这一结构会有所变化。近年来电子测量技术与计算机技术飞速发展，集成电路制造水平大幅提高，相继出现了集成数据采集芯片，同时由于工业生产的发展，一个系统中需要的测控点、测控参数越来越多，为了适应现代化生产日益庞大复杂的系统要求，美国 IT 公司、ADI 公司等陆续生产了带微处理器的单片数据采集系统。

15.1　传感器

传感器(Sensor)是信息采集系统的首要部件，置于系统的最前端，它对系统的功能起着决定性的作用。

传感器是人类探知自然界信息的触角，它最早出自于“感觉”一词。人们通过自己的眼睛、鼻子、耳朵可以感觉到物体的形状和颜色、气味和声音；用自己的触觉可以感觉到物体的重量和温度。这种视觉、嗅觉、听觉、味觉和触觉是人感觉外界刺激所必须具备的感官，称作“五官”。这就是所谓的天然传感器。

“传感器是能够感受规定的被测量并按照一定规律转换成可用输出信号的器件或装置。”这是我国制定的国家标准《传感器通用术语》（GB 7665—2005）中对传感器下的定义。这里“可用输出信号”是指便于处理、传输的信号。目前，由于电子技术的进步，使电量具有便于传输、转换等特点，因此通常传感器将所感受到的被测信息转换成电量输出，如电压、电流、电阻、电容、频率等。

在人们的生活里，处处都在使用着各种各样的传感器，如电视机等家电遥控器所使用的是红外线传感器；电冰箱、空调机温控所使用的是温度传感器；家庭使用的煤气灶、燃气热水器报警所使用的是气体传感器；轿车所使用的传感器就更多，如速度、压力、油量、爆震传感器，角度、线性位移传感器等。这些传感器的共同特点是利用各种物理、化学、生物效应等实现对被测信号的测量。

本节主要介绍传感器的组成、分类、今后的发展趋势以及智能传感器，并通过温度传感器来介绍传感器的应用。

15.1.1　传感器的组成

传感器的作用通常是把被测的非电量转换成电量输出。传感器的组成并无严格的规定，一般来说可以把传统意义上的传感器看作由敏感元件(Sensing Element)和转换元件(Transduction Element)（又称变换器或转换器）组成，如图 15-2 所示。

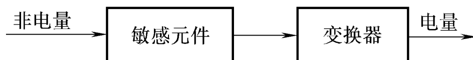


图 15-2　传感器的一般组成

在完成非电量到电量的变换过程中，并非所有的非电量参数都能一次直接变换为电量，往往是先变换成一种易于变换成电量的非电量，传感器中完成这一功能的元件称为敏感元件（或预变换器）。例如，应变式压力传感器的作用是将输入的压力信号变换成电压信号输出，它的敏感元件是一个弹性膜片，其作用是将压力转换成膜片的变形。

转换元件（变换器）是能将感觉到的被测非电量参数转换为电量的器件，它是利用某种物理的、化学的、生物的或其他的效应来达到这一目的。例如，应变式压力传感器的转换元件是一个应变片，它利用电阻应变效应（金属导体或半导体的电阻随着它所受机械形变的大小而发生变化的现象），将弹性膜片的形变转换为电阻值的变化，进而变成电压和电流的变化。

应该指出的是，并不是所有的传感器都包括敏感元件与转换元件，有一部分传感器是不需要起预变换作用的敏感元件，如热敏电阻、光电器件等。

15.1.2　传感器的分类

传感器的分类方法很多，较常用的有以下几种：

1）按被测量的类型来分，可分为位移、速度、加速度、力，以及温度、气体成分等传感器，见表 15-1。

表 15-1　传感器分类（按被测量的类型来分）

基本物理量		派生的被测物理量	基本物理量		派生的被测物理量
位移	线位移	长度、厚度、应变、振动	加速度	线加速度	振动、冲击、质量、应力、力
	角位移	偏转角		角加速度	角振动、角冲击、力矩
速度	线速度	振动、流量、动量	力	压力	重量、密度、推力、力矩、应力
	角速度	转速、角振动、角动量			

2）按传感器的作用原理来分，可分为电阻式、电容式、电感式、频率式、光纤式、气体式，以及磁电式、压电式、光电式、热电式、力平衡式等传感器，见表 15-2。

表 15-2　传感器分类（按传感器的作用原理来分）

变换器分类		变换原理	变换器名称	典型应用
电量数式变换器	电阻式	移动电位器触点改变电阻	电位器	位移、压力
		改变电阻丝或片的几何尺寸	电阻丝应变片 半导体应变片	位移、力 力矩、应变
		利用电阻的温度物理效应（电阻温度系数）	热丝计	气流流速、液体流量
			电阻温度计	温度、辐射热
			热敏电阻	温度
		利用电阻的光敏物理效应	光敏电阻	光强
		利用电阻的湿度物理效应	电阻湿度计	湿度
	电容式	改变电容的几何尺寸	电容式压力计 电容式微音器	位移、压力 声强
		改变电容介质的性质和含量	电容式液面计	液位、厚度
			含水量测量仪	含水量

（续）

变换器分类		变换原理	变换器名称	典型应用
电量数式变换器	电感式	改变磁路几何尺寸、导磁体位置来改变变换器电感	电感变换器	位移、压力
		利用压磁物理效应	压磁计	力、压力
		改变互感	差动变压器	位移、压力
	频率式	利用改变电的或机械的固有参数来改变谐振频率	涡流传感器	压力
			振弦式压力传感器	压力
			振筒式气压传感器	气压
			石英晶体谐振式传感器	压力
	光纤式	光线在光导纤维中折射传播	光纤式传感器	微位移、核辐射、力、电
	气体式	利用材料的物理化学反应	气体式传感器	速度
电量变换器	电势	温差热电势	热电偶	温度、热流
			热电堆	热辐射
		电磁感应	感应式变换器	气体浓度
		霍尔效应	霍尔片	磁通、电流
		光电效应	光电池	光强
	电荷	光致电子发射	光发射管	光强、放射性
		辐射电离	电离室	离子计数、放射性
		压电效应	压电传感器	力、加速度

3）按能量关系来分，可分为能量转换型（无源型）传感器、能量控制型（有源型）传感器。

4）按输出量类型来分，可分为模拟式传感器、数字式传感器。

5）按智能化程度分，可分为一般传感器和智能传感器。

15.1.3　智能传感器

智能传感器是由美国宇航局于1978年首先提出来的。由于宇宙飞船在升空过程中需要知道其速度、位置、姿态等数据，宇航员正常生活需要控制舱内温度、气压、加速度、空气成分等，因而要安装各种类型的传感器，同时进行科学研究也需要多种传感器，随之而来的会出现大量的数据需要处理。由于一台大型计算机很难同时处理这么多的数据，为了使传感器所采集的大量数据能及时处理并不被丢失，就提出了分散处理数据的思想，这样就产生了对外界信息有检测、逻辑判断、自行检测、数据处理和自适应能力等的集成一体化传感器。1983年，美国Honeywell公司首次推出过程工业中应用的智能压力传感器，随后其他公司也纷纷推出自己的智能传感器产品。

随着微电子技术及材料科学的发展，传感器在发展与应用过程中越来越多的与微处理器相结合，使传感器不但有视觉、触觉、听觉、味觉，还有了储存、思维和逻辑判断能力等人工智能。同时，航空、航天技术的发展以及医疗器械和一些特殊场合的需要，传感器必须向小型化、微型化方向发展，以便减小体积和重量。利用集成加工技术，可将敏感元件、测量电路、放大电路、各种调节和补偿电路、运算电路集成在一起，从而使传感器具有体积小、重量轻、生产自动化程度高、制造成本低、稳定性和可靠性高、安装调试时间短等优点。

1. 智能传感器的定义

国际上习惯称智能传感器为“Intelligent Sensor”或者“Smart Sensor”，它是能够与微处理器有机结合，具有信息检测和信息处理功能的传感器。这里讲的与微处理器结合有两方面含义：一方面是把敏感元件、信号调理电路、数据采集电路与微处理器在工艺上集成在一块芯片上，称为集成智能化传感器或单片式传感器，其原理框图如图 15-3 所示；另一方面是将传统意义上的传感器与信号调理电路、数据采集电路或数据总线接口根据实际需要与可能进行集成并能方便地与微处理器适配。这种提法突破了智能传感器必须是传统传感器与微处理器集成在一块芯片上的限制，而着重于如何使系统各部分智能的结合，使系统更经济、更合理地完成信息检测与信息处理的功能。

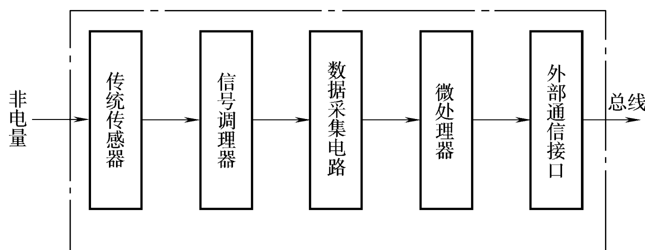


图 15-3　单片智能传感器原理框图

与传统传感器相比，智能传感器功能更多，可靠性、稳定性及自适应能力更强，性价比更高。

智能传感器具有以下基本功能：

1）具有自调零、自校准、自动诊断功能。大部分智能传感器能够自动校正因零位漂移、灵敏度漂移而引起的误差，同时可通过自补偿技术改善传感器的动态特性。例如，在带有温度补偿和静压补偿的智能压差传感器中，当被测量的介质温度和静压发生变化时，智能传感器能自动按照一定的补偿算法进行补偿以提高测量精度，消除温度等引起的系统特性漂移对系统产生的影响。智能传感器能够进行定期或不定期的自检，保证系统可靠地工作，一旦发现故障可诊断出故障原因与位置，做出必要的响应，发出故障报警信号。

2）具有自动进行数据采集、数据存储、分析、判断功能。智能传感器可以把被测信息按一定规律变成电信号并对其进行放大、A/D 转换、线性化等一系列处理。能把测量参数、状态参数通过 RAM 和 E^2PROM 进行存储并分析判断，同时为防止数据在掉电时丢失，智能传感器都带有备用电源。

3）具有双向通信功能。为适应日益复杂、日益庞大的多点、多参数大型测控系统的需要，智能传感器具有双向通信功能。目前主要采用的总线有 1—Wire 总线、I^2C 总线、SM-Bus 总线、SPI 总线、Microwire 总线、USB 总线以及遵循 HART 协议的总线。

2. 智能传感器的实现途径

智能传感器的实现有两种途径：一种是集成化实现；另一种非集成化实现。

非集成化智能传感器系统是将传统传感器、信号调理电路、带数字总线的微处理器结合为一个整体而构成的一个智能传感系统。这种系统是系统中各单元的一种智能组合。非集成化智能传感器系统对系统软件处理功能的要求非常高。

集成化智能传感器是在微处理器技术、微电子技术、集成电路工艺、微机械加工技术、图像处理及 DSP 技术、数据融合理论、人工智能材料的基础上发展起来的。

集成化智能传感器系统的集成技术可分为两个部分：微机械加工技术和集成电路工艺。微机械加工技术是受集成电路工艺的启发发展起来的，集成电路的基本工艺，例如材料生

长、扩散、离子注入、外延、光刻、腐蚀等在微机械加工技术中也起着重要作用。近年来，利用微机械加工技术已能制造出非常复杂的三维结构，将各集成电路层叠放置，相互隔离，每层之间由导体连接，不仅成倍提高了芯片的集成度，而且缩短了各集成电路间的导线长度，提高了芯片的工作效率。在集成化智能传感器系统中，微机械加工技术主要制造传感器的敏感元件，集成电路工艺主要制作传感器的电路部分。目前，在一个晶片上已能集成数十亿个元件。集成电路工艺和微机械加工技术的结合使得将敏感元件与功能强大的电子电路集成在同一芯片上构成集成化智能传感器成为现实。

3. 人工智能材料的应用

研制人工智能材料是当今实现智能传感器以及实现人工智能的最新手段和最新学科。

人工智能材料(Artificial Intelligent Materials)是20世纪90年代以后迅速发展起来的一种新型复合材料。近几年来，人工智能材料的研究成为当今世界上高新技术领域中的一个研究热点，也是全世界有关科学家和工程技术人员主要的研究课题。人工智能材料的原始构想来自仿生学，即模仿大自然生物的一些独特功能，制造出人类使用的工具。它是继天然材料、人造材料、精细材料后的第四代功能材料。通常智能材料具有三个基本要素：一为感知功能，能感知环境条件的变化；二是信号处理功能；三是发出指令信号进行驱动和控制的功能。

智能材料的种类繁多，当前可用作智能材料的种类一直伴随着材料技术的进步而不断扩大，一般来说，按功能可以分为光导纤维、压电体、电流变体、电（磁）致伸缩材料、形状记忆合金等；按形状可分为块材、薄膜和芯片智能材料；按电子结构和化学键可分为陶瓷、聚合物和复合材料等几大类。例如，利用电致变色效应和光记忆效应的氧化物薄膜，可制作成自动调光窗口材料，既可减轻空调负荷又可节约能源，在智能建筑物窗玻璃上有广泛应用前景；利用热电效应和热记忆效应的高聚物薄膜，可取代智能多功能自动报警和智能红外摄像中的复杂的检测线路。

4. 智能传感器举例

下面介绍FPS100/110型指纹传感器。

长期以来，人类一直在追求安全、可靠的身份识别方法。其中，最有效、最可靠的验证方法就是利用人体所固有的生物特征和行为特征来辨别与验证身份。这种方法，就是所谓的人体生物特征身份鉴别技术即生物识别技术。生物识别技术是目前最方便、最安全的识别技术，它不需要记住复杂的密码，也不必随身携带钥匙、智能卡之类的东西，而是根据每个人自身具有的生物特征来鉴别其真实身份。为确保鉴别的准确性与可靠性，它要求这些特征具有“人各有异”、“终身不变”和“随身携带”这三大特点。现代科学技术发现，同时具备这三个特点的人体生物特征主要有指纹、虹膜（视网膜毛细血管分布图）和人体细胞的遗传基因(DNA)。其他还有一些虽然不完全具备上述三个特点，但尚能在一定时间内具有“人各有异”特点的生物特征，如面容、声音、行为动作（如签名、击键方式）等。

（1）指纹识别的基本原理

长期以来，指纹识别技术主要用于司法鉴定，目前，指纹识别已成为一门独立的新学科。随着传感器技术和计算机技术的迅速发展，带有微处理器和配套软件的指纹识别系统正被日益广泛地用到商业、金融、公安刑侦、军事及日常生活中，传统的利用钥匙或密码的识别方式正越来越多地被指纹识别所取代。

指纹图像具有两大特点：其一是指纹具有唯一性（随身携带、无法复制、人人不同、指

指相异)。根据指纹学理论，将两个指纹分别匹配上 12 个特征时的相同概率仅为 $1/10^{50}$，因此，至今找不出两个指纹完全相同的人，即使是相貌酷似的孪生兄弟姐妹，他们的指纹也各不相同，而且即使同一个人的十指之间，指纹也存在明显差异，指纹的这一特点，为身份鉴定提供了客观依据；其二是指纹具有终生基本不变的相对稳定性，指纹在胎儿六个月时已完全形成，随着年龄的增长，尽管人的指纹在外形大小、纹线粗细上会有变化，局部纹线之间也可能出现新的细线特征，但从总体上看，同一手指的指纹纹线类型、细节特征的总体布局等始终无明显变化，即使手指皮肤受伤，只要不伤及真皮，伤愈后，纹线仍能恢复原状，而且即使伤及真皮，伤愈后形成的伤疤破坏了纹线，但伤疤本身又为指纹增添了新的稳定特征。

指纹识别过程可分成四个步骤：读取指纹图像、提取特征、保存数据和比对。

美国 Veridicom 公司是指纹传感器的专业生产厂家，该公司于 1998 年推出 FPS100 系列第一代 CMOS 固态指纹传感器，包括 FPS100、FPS100A。2000 年又推出了第二代产品 FPS110 和 FPS110B，它们的工作原理相同，仅某些技术指标存在差异。上述产品均属于由敏感阵列构成的集成化接触式指纹传感器，可广泛用于便携式指纹识别仪，网络、数据库及工作站的保护装置、自动柜员机（ATM）、智能卡、手机、计算机等的身份识别器，还可构成宾馆、家庭的门锁识别系统。

（2）FPS100 型指纹传感器的性能特点

1）FPS100 型指纹传感器外形如图 15-4 所示，它采用 VSPA80/1 封装，属于高分辨率、高可靠性、低功耗、低成本的电容感应式 CMOS 固态指纹传感器。它是半导体指纹传感器的一种，传感器敏感区域的面积为 1.5cm×1.5cm，由 300 行×300 列的电容器阵列组成，共有 90000 个像素。敏感元件的间隙为 50μm。

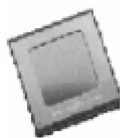



图 15-4　FPS100 型指纹传感器外形

2）电容阵列中具有二维的平面金属电极，每个电极作为电容器的一个极板，接触的手指作为另一极板。芯片表面的钝化层在两极板间形成电介质。手指上凹凸不平的指纹经过敏感阵列便得到不同的电容量。最后转换成指纹图像。

FPS100 内部有 8 位闪速(Flash)模/数转换器和 8 位微处理器接口，适配各种微处理器。内部还集成了一个温度传感器和一个电阻检测器，分别用来测量指纹传感器的温度变化量和芯片外部的电阻值。

3）表面有一层高硬度、抗磨损和抗化学腐蚀的保护涂层，非常薄，且绝缘性非常好，能承受 2000V 以上的静电放电电压。

（3）FPS100 型指纹传感器工作原理

当用户将手指放在传感器正面时，皮肤就组成了电容阵列的一个极板，由于不同区域指纹的脊和谷之间的距离不相等，使每个单元的电容量随之而变，由此可捕获得到指纹图像(指纹采样)。然后，传感器对采得的图像进行指纹图像预处理、二值化处理、细化、纹路提取、细节特征提取、指纹匹配等。

15.1.4　温度传感器

温度是表征物体冷热程度的物理量。在人类社会的生产、科研和日常生活中，温度的测

量都占有重要的地位。温度传感器用于家电产品中的空调、干燥器、电冰箱、微波炉等，还可用来控制汽车发动机，如测定水温、吸气温度等，也广泛用于检测化工厂的溶液和气体的温度。但是温度不能直接测量，只能通过物体随温度变化的某些特性来间接测量。

温度传感器的种类很多，常用温度传感器及特点见表15-3。

表15-3　常用温度传感器及特点

测温方式	温度计与传感器	温度范围/℃	主要特点
接触式	热膨胀式 (1)液体膨胀式 (2)固体膨胀式	 -100~600 -80~600	结构简单,价格低,一般用于直接读数
	压力式 (1)气体式 (2)液体式	-100~500	耐振动,价格低,准确度不高,滞后性大,可转换成电信号
	热电偶	-200~1800	种类多,结构简单,感温部小,广泛应用于高温测量
	热电阻 (1)金属热电阻 (2)半导体热敏电阻	 -260~800 -50~300	 种类多,精度高,感温部较大 体积小,响应快,灵敏度高
	集成温度传感器	-55~150	体积小,反应快,线性好,价格低等
	温度变送器		输出为标准信号
非接触式	(1)辐射式温度计 (2)光学高温计 (3)比色高温计 (4)红外光电温度计	-20~3500	不干扰被测温度场,可对运动体测温,响应较快。测温计结构复杂,价格高,需定标修正测量值

下面具体介绍几种常用的温度传感器。

1. 玻璃温度计

这是一种最普通、最常用的温度测量器件，它是根据物体受热膨胀原理制成的，常用的介质有水银、有机液体（如酒精）等，一般适用于常温区的温度测量，或用于简单的温度控制系统中。

图15-5是利用接触式水银温度计作为恒温控制和测量器件，其上面有温度选择游标，用来设定待控温度值。如将游标设在50℃，当被控区温度低于50℃时，游标处的金属触片与水银没有接触，即A、B两点断开，表示需要加热；而当温度上升到50℃时，由于水银与游标处的金属片接触，A、B两点导通，则给出一个停止加热信号，从而完成50℃恒定温度的控制。

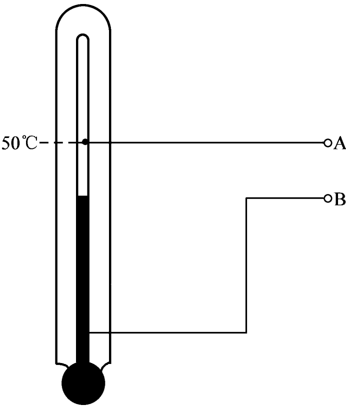


图15-5　接触式水银温控器

2. 热电偶

热电偶是温度测量中使用最广泛的传感器之一，其测量温区宽，一般在-180~2800℃的温度范围内均可使用；测量的准确度和灵敏度都较高，尤其在高温范围内，有较高的精度。因此，国际实用温标规定，在630.74~1064.43℃的温区范围内，用热电偶作为热力学

温标的基准仪器。热电偶在一般的测量和控制系统中，常用于中高温区的温度检测。

常用热电偶一般做成棒形，其整体主要由热电极、绝缘管、保护管、接线盒等几部分组成，其中热电极是测温的敏感元件。热电偶常以所用的热电极材料种类来命名，如铂铑—铂热电偶、镍铬—镍硅热电偶等。

目前使用较广泛的热电偶有几十种，但国际电工委员会(IEC)只对其中几种已被国际公认、性能优良和产量最大的热电偶制订了国际标准，它们又被称为标准热电偶。

目前，常用的七种热电偶已有国家标准，用户可根据其分度表通过查表方式获取其与热电势对应的温度值。

热电偶在使用中的一个重要问题是如何解决自由端温度补偿，因为热电偶的输出热电势不仅与工作端的温度有关，而且也与自由端的温度有关。平常使用时，热电偶两端输出的热电势对应的温度值只是相对于自由端温度的一个相对温度值，而自由端的温度又常常不是零度，因此该温度值已叠加了一个自由端温度。

为了直接得到一个与被测对象温度（工作端温度）对应的热电势，热电偶使用时常采取冷端补偿的办法。图15-6是利用冰水混合物作为冷端补偿，由于采用冰溶将冷端维持在0℃，那么利用输出的电动势 V_o 可直接在分度表上查得被测的温度值。

图15-7是利用不平衡电桥进行冷端补偿的办法，其中 R_t 为一热电阻。

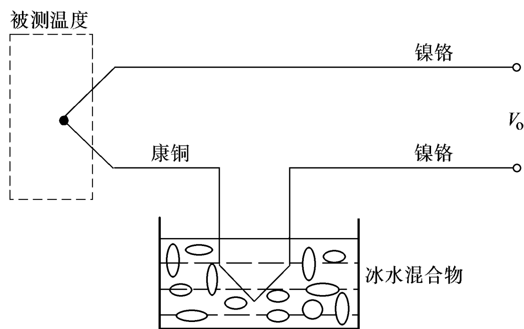


图15-6　冰浴法补偿

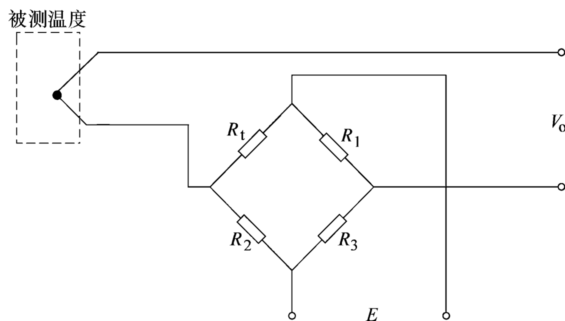


图15-7　电桥法补偿

热电偶的测量误差包括：互换误差、参考端温度误差引起的误差、补偿导线引入的误差等。

3. 热电阻

热电阻传感器主要是利用温度变化时传感器电阻发生变化的原理测量温度，这种温度传感器在常温和较低温区范围内有比热电偶更高的灵敏度，因此常用于 −200 ~ +650℃温区内的温度测量。

热电阻按其制作的材料来分，主要有金属热电阻和半导体热敏电阻两种，其中金属热电阻又分铂电阻和铜电阻。

（1）铂电阻

由于铂在氧化性介质或高温中有较好的物理和化学性质的稳定性，因此，利用铂制作的铂电阻温度传感器在 −200 ~ +500℃温区内有较高的精度，对于较精密的温度测量，常选用铂电阻温度传感器。

铂电阻温度传感器的精度与铂丝的纯度有关，通常用电阻比 R_{100}/R_0 来衡量铂丝的纯度，

其中 R_{100} 和 R_0 分别为铂电阻传感器在100℃和0℃的电阻值。IEC 标准规定 $R_{100}/R_0=1.3850$。

铂电阻在0℃时的电阻值可分为两种：100Ω 和 10Ω，其中优选值为 100Ω。0℃时电阻值为 10Ω 的铂电阻传感器一般用于 600℃以上温度的测量。

（2）铜电阻

铂电阻温度传感器有较高的精度和灵敏度，性能优越，但由于铂是贵金属，在一些要求测量精度不高的场合，一般采用铜电阻来取代铂电阻测量温度。由于铜较易提纯、价格低廉，因此铜电阻目前也有较广泛的应用。

（3）半导体热敏电阻

热敏电阻是利用一些金属氧化物（半导体）按一定比例混合压制和烧结而成的固态感温器件，利用其电阻随温度变化而变化的特性来测量温度。热敏电阻的特点是有较高的灵敏度，即电阻随温度变化会有显著的变化，具有体积小、响应快（适合于快速测温）、使用寿命长、价格低等特点。

但是，热敏电阻与温度的关系呈较强的非线性，这给较宽温区内的标度变换带来一定的困难；热敏电阻之间互换性较差；测温范围一般在 −50 ~ +300℃。

根据随温度变化其电阻值变化的情况，热敏电阻主要可分为正温度系数（PTC）热敏电阻、临界温度系数热敏电阻（CTR）和负温度系数（NTC）热敏电阻三种。

1）正温度系数（PTC）热敏电阻。在测量温区范围内，PTC 的阻值随温度的增加而增加，检测精度一般为 ±(3 ~ 5)℃，最高温度通常不超过 140℃。其温度系数约为（6% ~ 50%）/℃，热时间常数一般为 3 ~ 10s。

2）临界温度系数热敏电阻（CTR）。这种热敏电阻的特点是在临界温度附近电阻值随温度的增加而急剧下降。其温度系数一般为（−30% ~ −100%）/℃，时间常数约为 0.5 ~ 3s。

3）负温度系数（NTC）热敏电阻。这是一种使用较广的热敏电阻，其电阻值随温度增加而呈下降趋势。NTC 的温度系数一般在（−1% ~ 6%）/℃之间，时间常数约为 0.5 ~ 3s，标称电阻值通常在几十欧到几十兆欧之间。

NTC 温度传感器一般用于 −50 ~ +300℃之间的温度测量。在该温区范围内，其允许误差在铂电阻与热电偶之间。但与上述两种传感器相比，其温度系数较大，而且动态电阻可在较宽范围内选择，体积小。理论上讲，这种热敏电阻对 $10^{-3} \sim 10^{-4}$℃的温度变化有反应。

4. AD590 集成温度传感器

AD590 是电流输出型的集成温度传感器，具有较强的抗干扰能力，适合远距离测量，其工作电压范围较宽（4 ~ 30V），输出电阻比较大，因此不需要精密电源对其供电，长导线上的压降一般不影响测量精度；不需要温度补偿和专门的线性电路。由于 AD590 上述独特的优点，使其在温度测控领域中得到了广泛的应用。

AD590 的主要性能如下：

1）流过器件的电流微安数等于所处环境的热力学温度系数。即

$$I_T/T=1\mu A/K$$

式中，I_T 为流过 AD590 的电流（μA）；T 为环境温度（K）。

2）AD590 的测温范围为 −55 ~ 150℃。

3）AD590 的电源电压范围为 4 ~ 30V，电流 I_T 变化 1μA，相当于温度变化 1K。

4）AD590 的输出电阻为 710MΩ。

5）AD590 共有 I、J、K、L、M 五档不同精度。其中 M 档精度最高，在 －55～150℃范围内，非线性误差为 ±0.3℃；I 档误差最大，约为 ±10℃，故应用时应校正（补偿）。

图 15-8 所示为 AD590 的基本应用电路。

图 15-9 所示为利用 AD590 进行温度采集的实例。当 AD590 所处温区发生 1℃的温度变化时，流过其所在回路的电流即产生 1μA 的变化，则其输出电压的变化为

$$\Delta u_o = 1\mu A/℃ \times 100k\Omega = 100mV/℃$$

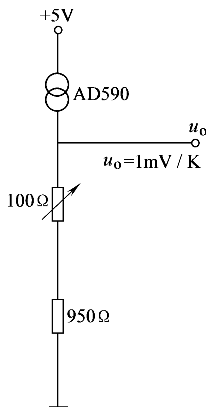


图 15-8 AD590 的基本应用电路

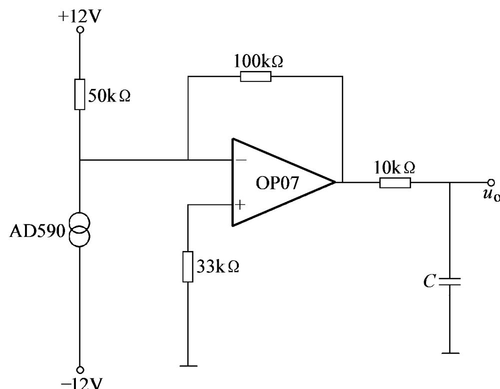


图 15-9 温度采集实例

5. 智能温度传感器

智能温度传感器（也称数字温度传感器）是在 20 世纪 90 年代中期问世的。它是微电子技术、计算机技术和自动测试技术（AT）的结晶。目前，国际上已开发出多种智能温度传感器系列产品。智能温度传感器内部都包含温度传感器、A/D 转换器、信号处理器、存储器（或寄存器）和接口电路。有的产品还带多路选择器、中央控制器（CPU）、随机存取存储器（RAM）和只读存储器（ROM）。智能温度传感器的特点是能输出温度数据及相关的温度控制量，适配各种微控制器（MCU）。它是在硬件的基础上通过软件来实现测试功能的，其智能化程度取决于软件的开发水平。

MAX6626 是美国 MAXIM 公司生产的一种智能温度传感器。它将温度传感器、12 位 A/D 传感器、可编程温度越限报警器和 I^2C 总线串行接口集成在同一个芯片中，适用于温度控制系统、温度报警装置及散热风扇控制器。

DS1629 型智能传感器也是一种应用很广的传感器。它的特点如下：

1）将智能温度传感器、实时日历时钟和 32 字节的静态存储器集成在一片 CMOS 大规模集成电路中。

2）智能温度传感器能输出 9 位的测温数据，测温范围是 －55～＋125℃，分辨率为 0.5℃。完成一次温度转换的时间为 0.4s。一旦被测温度超过程序设定的温度阈值，或者时钟达到程序所设定的报警时间，漏极开路输出端就会发出报警信号。

3）利用实时日历时钟电路，能产生年、月、日、星期、时、分、秒共七种时钟信号，内部包含能记到 2100 年的 100 年日历，分 12 小时/24 小时两种制式，能对闰年自动进行修正，并且带定时报警信号。用户可随时设定或修改时钟。

4）带二线串行接口（漏极开路的 I/O 线），便于与微处理器通信。利用芯片内部 32 字

节的静态存储器 SRAM，可以存储温控系统的时间/温度数据或其他数据。

15.2　信号调理电路

数据采集系统的主要任务是检测信息，并对这些信息进行分析、处理。非电量经传感器转换成的电信号是千差万别的，有模拟信号、频率信号、逻辑信号等，其中有些信号非常微小（可能只有几毫伏），有些信号夹杂在大量的干扰之中，甚至被干扰所淹没。对于这些信号处理方法各不相同，但最终都要把它们变成标准信号（0 ~ +5V、0 ~ ±5V、0 ~ ±10V 的电压信号，及 4 ~20mA 的电流信号）供 A/D 转换器转换，然后送入处理器中去分析、处理。同时，某些传感器内阻比较大，输出功率比较小，还需要进行阻抗变换处理。因此信号调理电路的任务非常复杂，除了小信号放大滤波外，还有诸如信号缓冲、零点校正、线性化处理、温度补偿、误差修正、量程切换等，这些操作统称为信号调理，相应的执行电路为信号调理电路。信号调理电路处于数据采集系统的最前端，它的任务是有效抑制干扰、放大有用信号。它的设计质量会直接影响到系统的精度、数据采集速度、分辨率等一系列指标。

15.2.1　滤波电路

传感器采集来的电信号都混杂有不同程度的干扰噪声，严重情况下，这些干扰会淹没有用信号。虽然干扰噪声和有用信号混杂在一起，但在频域上二者有不同的特性，因此可以通过滤波电路选出有用信号。数据采集系统中滤波电路通常都采用有源滤波器。

1. 滤波器的传输函数

各种滤波器的实际频率响应特性与理想情况是有差别的。以低通滤波电路（器）为例，理想低通滤波器的幅频特性应该为一矩形，即在其截止频率以内，信号通过滤波器时没有衰减，而对于超过的频率分量信号有无穷大的衰减；而输出信号的相位只比输入信号的相位有所延迟，与频率成线性关系，也就是说理想低通滤波器的相频特性为一直线。这种滤波器不可能用实际电路实现，只能寻求出某一传递函数，使其幅频特性和相频特性逼近理想特性。

滤波器的传输函数 $A(\mathrm{j}\omega)$ 定义为输出电压频谱（电压相量）$U_{\mathrm{o}}(\mathrm{j}\omega)$ 与输入电压频谱 $U_{\mathrm{i}}(\mathrm{j}\omega)$ 之比

$$A(\mathrm{j}\omega) = \frac{U_{\mathrm{o}}(\mathrm{j}\omega)}{U_{\mathrm{i}}(\mathrm{j}\omega)} = |A(\mathrm{j}\omega)|\mathrm{e}^{\mathrm{j}\varphi(\omega)} \tag{15-1}$$

式中，$|A(\mathrm{j}\omega)|$为幅频特性或幅频响应；$\mathrm{e}^{\mathrm{j}\varphi(\omega)}$为相频特性或相频响应。

实际可实现的滤波器复频域传输函数（又称传递函数）为一有理数

$$A(s) = \frac{b_m s^m + b_{m-1}s^{m-1} + \cdots + b_1 s + b_0}{s^n + a_{n-1}s^{n-1} + \cdots + a_1 s + a_0} \tag{15-2}$$

式中，a、b 为实常数；n 为滤波器的阶数，滤波器按其阶次可分为一阶滤波器、二阶滤波器、三阶滤波器等，这里 m 小于或等于 n。

一阶滤波器的传递函数可为

$$A(s) = \frac{b_1 s + b_0}{s + a_0} \tag{15-3}$$

二阶滤波器的传递函数可为

$$A(s) = \frac{b_2 s^2 + b_1 s + b_0}{s^2 + a_1 s + a_0} = \frac{b_2 s^2 + b_1 s + b_0}{s^2 + \frac{\omega_n s}{Q} + \omega_n^2} \qquad (15\text{-}4)$$

式中，ω_n 称为自然频率或固有频率，$\omega_n = \sqrt{a_0}$；Q 称为品质因数，$Q = \sqrt{a_0}/a_1$。

通常滤波器的阶次越高，其特性曲线越接近于理想滤波器的特性曲线。

2. 滤波器的分类

滤波器的分类方式很多，下面只对其中两种分类形式进行简单介绍。

（1）按传输函数逼近方式分类

前面已经介绍各种滤波器的实际频率响应特性与理想情况是有差别的，理想滤波器不可能用实际电路实现，只能寻求某一传递函数，使其幅频特性和相频特性逼近理想特性，通常用通带内所允许的最大衰减或阻带内最小衰减及滤波陡度等主要技术指标来表示实际特性逼近理想特性的程度。

由式（15-2）可把滤波器复频域传递函数改写为如下形式：

$$A(s') = \frac{A_0}{B_n(s')} \qquad (15\text{-}5)$$

式中，A_0 为通带电压增益；$B_n(s')$ 是 s'的多项式，$s' = s/\omega_0$，它的零点是 $A(s')$ 的极点，如极点都在 s 平面的左半平面内，系统稳定。

根据不同的逼近准则，用不同的数学模型去逼近 $B_n(s')$ 多项式，可形成以下各种特性的滤波器。

1）巴特沃斯滤波器(Butterwoyth)。其特点为在通带内幅频特性曲线具有接近理想低通滤波器的平坦特性，又称为最大平坦型滤波器，但它的滤波陡度稍小，阻带衰减较慢。

2）切比雪夫(Chebyshef)滤波器。其特点为幅频特性曲线在通带内有纹波，所以又称纹波滤波器。虽然通带特性不如巴特沃斯滤波器那么平坦，但它的阻带特性为单调下降，滤波陡度比同阶的巴特沃斯滤波器要大。它的相位畸变较大，适用于需要快速衰减的场合。

3）贝赛尔(Bessel)滤波器。其特点为滤波器的相移与频率之间有良好的线性关系，具有最小的延迟时间特性，但其幅频响应衰减过早，下降陡度差，对阶跃响应的过冲极小。

这三种低通滤波器的幅频特性如图 15-10 所示。在实际应用中，应根据实际的要求（如截止频率、通带允许的纹波、阻带滤波陡度等）选择滤波器类型。

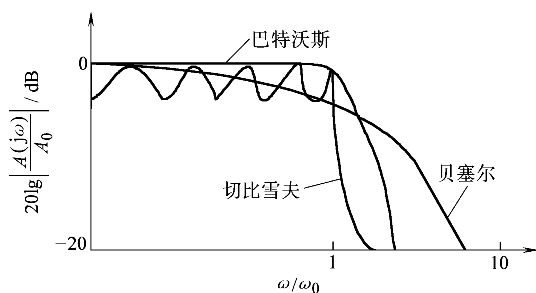


图 15-10　三种低通滤波器的幅频特性

（2）按电路结构分类

组成有源 RC 的电路形式多种多样，当把它作为有限增益滤波器时，则可组成压控电压源滤波器，当把它作为高增益有源器件使用时，可组成无限增益多路反馈型滤波器。

1）压控电压源滤波器。图 15-11 所示为二阶压控电压源带通滤波器，图中 R_2、C_1 组成低通网络，C_2、R_4 组成高通网络，两者串联和放大器一起构成了带通滤波器。

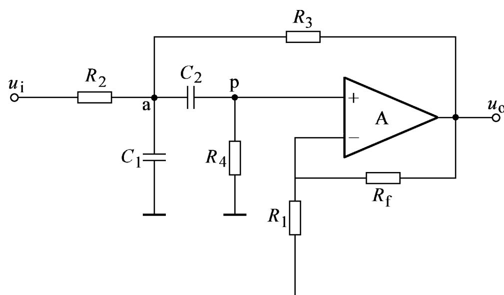


图 15-11　二阶压控电压源带通滤波器

它的传递函数为

$$A(s)=\frac{U_o(s)}{U_i(s)}=\frac{\frac{A_0}{R_2C_2}s}{s^2+\left[\frac{1}{R_2C_2}+\frac{1-A_0}{R_3C_2}+\frac{1}{R_4C_1}+\frac{1}{R_3C_2}\right]s+\frac{1}{R_4C_1C_2}\left(\frac{1}{R_2}+\frac{1}{R_3}\right)} \tag{15-6}$$

通常为了简便运算，取 $R_2=R_3=R$，$R_4=2R$，$C_1=C_2=C$，则

$$A(s)=\frac{A_0sCR}{1+(3-A_0)sCR+(sCR)^2} \tag{15-7}$$

令 $A_1=\frac{A_0}{3-A_0}$，$\omega_0=\frac{1}{RC}$（ω_0 为带通滤波器的中心角频率），$Q=\frac{1}{3-A_0}$，则

$$A(s)=\frac{A_1\frac{s\omega_0}{Q}}{s^2+\frac{s\omega_0}{Q}+(\omega_0)^2} \tag{15-8}$$

压控电压源滤波器为同相增益滤波器，它的输入阻抗高，使用元器件少，调整较容易，选频特性基本上取决于 RC 网络。但特性稳定性较差，其 Q 值和 A_0 均不能过大。同时，放大器在同相工作时，输入端有较高的共模电压，故必须选用共模输入电压范围大，共模抑制比高的集成运放。

2）无限增益多路反馈型滤波器。无限增益多路反馈型滤波器的集成运放接成反相输入方式，可称为反相增益滤波器，它使用元器件少，性能较稳定，但 Q 值也不宜过大，参数调整较困难。

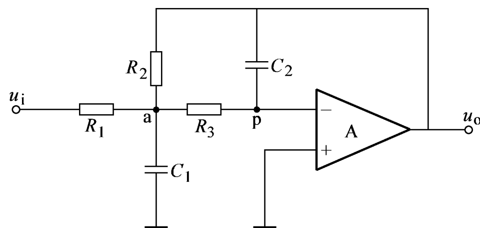


图 15-12　二阶无限增益多路反馈型低通滤波器

二阶无限增益多路反馈型低通滤波器如图 15-12 所示，利用节点 a 和 p 列出节点方程，同时考虑运放的开环增益为无穷大，可推导出它的传递函数为

$$A(s)=\frac{U_o(s)}{U_i(s)}=\frac{-R_2/R_1}{C_1C_2R_2R_3s^2+s(R_2R_3+R_1R_2+R_1R_3)C_2/R_1+1}$$

$$=\frac{-(1/R_1R_3C_1C_2)}{s^2+(1/R_1C_1+1/R_2C_1+1/R_3C_1)s+(1/R_2R_3C_1C_2)}$$

$$= \frac{A_0/R_2R_3C_1C_2}{s^2 + \omega_n s/Q + (1/R_2R_3C_1C_2)}$$

式中，$\omega_n = \sqrt{\frac{1}{R_2R_3C_1C_2}}$；$A_0 = -\frac{R_2}{R_1}$；$Q = \frac{R_1\sqrt{\frac{R_2R_3C_1}{C_2}}}{R_2R_3 + R_2R_1 + R_1R_2}$。

可以看出，A_0、Q、ω_n 中任何一个参数的调整都会影响到其他参数。

有源滤波器除了以上两种之外，还有一种双二次型滤波电路，这种电路虽然使用了更多的元器件，但它具有良好的稳定性，而且参数调整方便，其 Q 值可达 100 以上。双二次型滤波器中的高通和带阻滤波器为反相增益滤波器，而低通和带通滤波器既可实现同相增益又可实现反相增益。

15.2.2　放大电路

传感器的输出信号大小形式各不相同，需要不同的放大电路与之相匹配。放大电路包括最普通的比例放大器（有时和滤波器结合）、低漂移放大器、交流电桥输出型放大器、测量放大器、程控增益放大器、隔离放大器等。

下面以测量放大器、程控增益放大器、隔离放大器为例进行说明。

1. 测量放大器

普通的比例放大器只能在没有干扰的情况下对小信号进行放大，然而，传感器的工作环境往往是比较复杂和恶劣的，工频、静电和电磁耦合等共模干扰信号有时会很严重。虽然很多集成运放共模抑制比 K_{CMRR} 较高，但还是不能够对来自信号源的共模干扰信号起到有效的抑制作用。测量放大器就是专为这种场合设计的放大电路。

在微弱信号的检测系统中通常采用测量放大器（又称仪表放大器）作为前置放大器。它具有高输入阻抗、低输出阻抗、强共模干扰抑制能力、低温漂、低失调电压和高稳定增益等特点。

图 15-13 所示为由三个单运放组成的测量放大器，它由两级组成，两个对称的同相放大器 A_1、A_2 构成第一级，差动放大器 A_3 构成第二级。若 A_1、A_2 选用相同特性的运放，则它们的共模输出电压和漂移电压也都相等，通过差分放大器，可以相互抵消，故它有很强的共模抑制能力和较小的输出漂移电压。同时，该电路可具有较高的差模电压增益。为保证精度，常采用精密匹配的外接电阻，同时要求 $R_1 = R_2$、$R_3 = R_5$、$R_4 = R_6$。

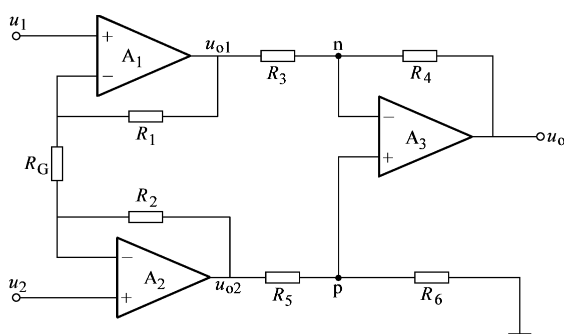


图 15-13　三个单运放组成的测量放大器

设三个运放都是理想运算放大器，则整个放大器的闭环放大倍数为

$$A_f = \frac{u_o}{u_1 - u_2} = -\left(1 + \frac{2R_1}{R_G}\right)\frac{R_4}{R_3} \tag{15-9}$$

调整电阻即可改变放大倍数。

下面讨论电路的共模抑制比。设 K_{CMRR_1} 为运放 A_1 的共模抑制比，K_{CMRR_2} 为运放 A_2 的共模抑制比，K_{CMRR_A} 为第一级放大器的共模抑制比，K_{CMRR_B} 为第二级差动放大器的共模抑制比，则

$$K_{CMRR_A} = \frac{K_{CMRR_1} K_{CMRR_2}}{|K_{CMRR_1} - K_{CMRR_2}|}$$

整个测量放大电路的共模抑制比为

$$K_{CMRR} = \frac{A_{f1} K_{CMRR_B} K_{CMRR_A}}{A_{f1} K_{CMRR_B} + K_{CMRR_A}} \tag{15-10}$$

由于第一级放大器结构对称，所以 $K_{CMRR_1} = K_{CMRR_2}$，K_{CMRR_A} 趋近于无穷大，式（15-10）可化简为

$$K_{CMRR} \approx A_{f1} K_{CMRR_B} \tag{15-11}$$

一般情况下，取测量放大器的第二级放大器增益为 $A_{f2} = 1$，$A_{f1} = A_f$，可见测量放大器的共模抑制比比普通差动放大器提高了 A_f 倍。为了提高整个电路的共模抑制比，通常将第一级差动放大器的增益做得很大，同时尽量提高第二级差动放大器的共模抑制比。

在某些只需对信号简单放大的情况下，采用一般集成运放组成的测量放大器来对传感器的输出信号放大是可行的，但在要求较高的场合，为了保证精度常需采用精密匹配的外接电阻，以保证最大的共模抑制比，同时，增益的非线性也比较小，因此常采用集成测量放大器。

2. 隔离放大器

隔离放大器又称隔离器，它是采用隔离放大技术的放大器，其图形符号如图 15-14 所示。它不仅具有通用集成运放的特性，而且由于它的输入回路与输出回路和电源之间没有直接的电路耦合，信号的传递和电源的传递均通过变压器耦合或光电耦合实现，所以输入回路与输出回路之间有良好的绝缘性能，绝缘电阻可达数十兆欧。

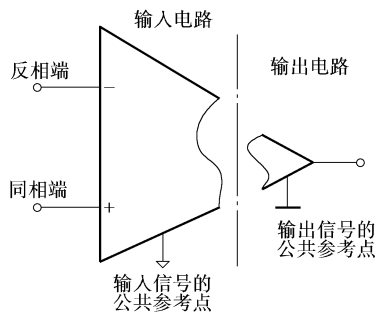


图 15-14　隔离放大器的图形符号

普通的差动放大器和测量放大器虽然能抑制共模干扰，但不允许共模电压高于放大器的电源电压，而隔离放大器不仅具有很强的共模抑制能力，而且能承受上千伏的高共模电压。因此，隔离放大器一般用于信号回路具有很高的共模电压的情况。

除此之外，隔离放大器的线性和稳定性非常好、共模抑制比高、泄漏电流小、应用电路简单、增益可变，因此常在工业自动化检测、过程控制、微机数据采集系统中应用。

隔离放大器一般分变压器隔离和光隔离两种形式：利用变压器耦合实现载波调制，通常具有较高的线性度和隔离性能，但带宽通常较低；利用光电耦合方式实现载波调制，虽然带宽较高，但耦合线性度较差。

许多传感器接口电路中都应用隔离放大器，由于隔离放大器对信号的隔离，使传感器信号与系统没有公共参考点也能正常工作，真正实现了对传感器信号浮动测量，实现了信号的不共地传输，从而很好地抑制了共模干扰。由于隔离放大器输入与输出之间可承受 1500V 以上的电压，避免了强干扰对系统造成破坏性损坏。在工业控制和或数据采集系统中，由于

工业仪表经常工作在高温、高湿等恶劣环境中，有可能使高压强干扰信号通过传感器、传输线等串入系统，破坏系统的正常工作。隔离放大器使现场信号与系统之间建立起了绝缘的安全屏障，使系统的可靠性大大提高。

3. 程控增益放大器

由于被测量所处的环境和时间不同，可能会造成其变化范围不同，而且在多路数据采集系统中，也经常会遇到各路信号动态范围不一致的情况，因此在数据采集系统中，当被测量变化范围较大时，通常需通过改变放大器增益的办法，对不同幅度信号进行放大，使信号通过放大器后，具有合适的动态范围，以保证 A/D 转换的精度。

程控增益放大器又称数控放大器，它是利用程序控制的办法来实现增益的自动变换。

目前，数字控制系统中最常使用的程控增益放大器有以下几种：增益电阻切换型、D/A 转换器实现型、浮点放大器型。

图 15-15 所示为利用改变反馈电阻的办法实现的简单的增益电阻切换型程控增益放大器，它的工作原理是采用多路开关切换放大器中决定增益的电阻，从而改变放大器的增益。这种电路的缺点是：当切换增益电阻时，会因运放输入端电阻失去对称性而使放大器共模抑制比降低、零漂增大。为克服这一缺点，通常采用的方法是：由测量放大器与多路模拟开关配合，来实现自动增益控制。

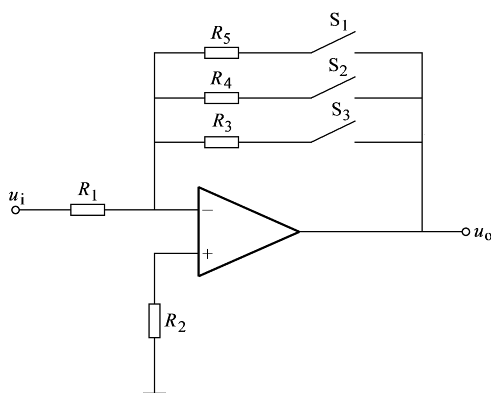


图 15-15　简单的增益电阻切换型程控增益放大器

目前使用最多的是集成程控测量放大器，它是将所需电阻、多路开关及其控制电路与运放都集成在同一组件中。图 15-16 所示为用测量放大器实现的程控增益放大器。

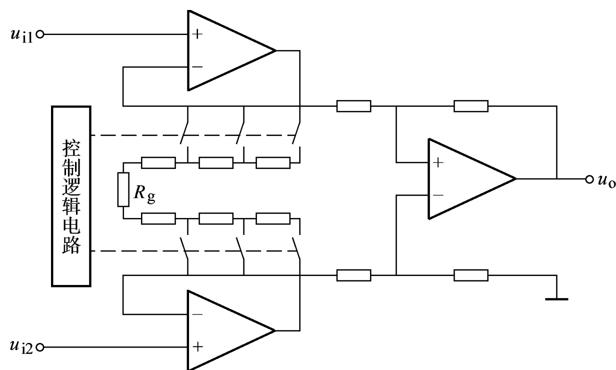


图 15-16　用测量放大器实现的程控增益放大器

15.3　模拟多路开关

模拟多路开关又称为多路模拟信号转换器，简称 MUX（Analog Multiplexer）。它是具有公

共输入端（或公共输出端）的多个模拟开关的集合体。它的作用是切换各路输入信号，是数据采集系统的主要部件之一。

15.3.1　模拟多路开关的结构

目前大量生产和广泛使用的MUX组件几乎全是CMOS型的。MUX种类繁多，但其功能基本相同，只是在引线排列及通道数、漏电流、输入电压、方向切换等性能参数上有所不同。图15-17是集成MUX的一种典型结构，它包括逻辑电平转换器、地址缓冲寄存器、通道地址译码器和一组模拟开关及其相应的模拟开关驱动器。在MUX中，每个开关切换一个通道的信号，开关闭合时，该路信号可以通过，开关断开时该路信号被阻断。各通道都有各自的地址码，当MUX接收到地址线送来的地址代码之后，经电平转换后存入地址缓冲寄存器，经通道地址译码器译码，选出相应的通道，控制被选通道的开关驱动电路，使该通道闭合，于是该通道的信号加到公共端COM。$\overline{\mathrm{INH}}$为禁止端，它为高电平时，MUX中所有通道均断开。MUX受来自计算机或其他数字电路的信号控制，为了适应不同控制电平，MUX中设有电平转换电路，可实现TTL电平与CMOS电平转换。因此，MUX的控制信号既可以是TTL电平也可以是CMOS电平。

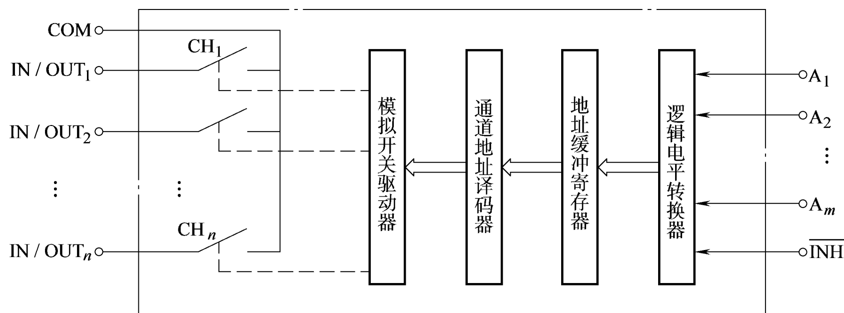


图15-17　集成MUX的一种典型结构

MUX的种类很多，按输入信号的连接方式可分为单端输入和差动输入方式；按信号的传输方向可分为单向开关和双向开关，双向开关既能完成从多到一的转换，也能完成从一到多的转换；按通道数又可分为四选一、双四选一、八选一、十六选一等模拟多路开关。例如，CD4051为双向八选一模拟开关，ADG511为双向四路模拟开关。

15.3.2　模拟多路开关的主要参数

1）电源电压范围：MUX的电源电压范围决定了输入信号的动态范围，同时它还和各通道的导通电阻以及模拟开关切换速度的快慢有着直接的关系。在电源电压允许范围内，电源电压越高，其导通电阻越小，切换速度也越快，但相应的控制电平也应提高，而这又可能对电路的设计产生不便。所以在MUX的选择以及确定电源电压时，应综合考虑各方面因素。在传输交流信号时应采用双电源供电，一般情况也可用单电源供电。

2）通道数量：通道数量表示MUX中开关的数目，或者说允许最多输入信号的路数。MUX在工作时，只有一路开关导通，而其他模拟开关尽管工作在关断状态（高阻态），但仍然存在漏电流，会对导通的那一路产生影响，从而影响被测信号的精度。通道越多，漏电流越大，同时通道寄生电容的影响也越大，会对通道的切换速度产生影响。

3）漏电流 I_{off}：一个理想的 MUX 当某一通道导通时，其他通道应是关断的，关断电阻为无穷大。但由于其他通道实际上处于高阻态，仍会有微弱的电流流过，把这一电流称为漏电流。对于典型 CMOS 电路，漏电流约为 0.2～2nA。一般希望漏电流越小越好。

4）切换速度：切换速度是 MUX 的重要指标之一，它表示某一通道接通或断开的速度快慢，通常用接通时间 t_{on} 和断开时间 t_{off} 来表示。对于要求高速传输的场合，MUX 的切换速度应比较高。

5）导通电阻 R_{on}：对于理想的 MUX，当某通道导通时，其导通电阻 R_{on} 应为零。但实际的模拟开关无法达到这一要求，通常情况下 R_{on} 为 100～300Ω。随着近几年来电子技术的发展，许多公司相继生产出了导通电阻值较低的 MUX。

15.4　采样/保持器

15.4.1　采样/保持器的工作原理

模/数转换器在对模拟信号进行转换的过程中，需要一定的稳定时间（孔径时间），为保证 A/D 转换的精度，应在它前面加入采样/保持器。采样/保持（S/H）器有采样和保持两种工作状态：在采样期间，其输出能跟随输入的变化而变化；在保持状态，能使其输出值保持不变。因此，利用采样/保持器，在 A/D 转换启动时，保持住输入信号，从而可避免孔径时间带来的转换误差；A/D 转换结束后，又能跟踪输入信号的变化。在进行多路瞬态采集时，可给多个采样/保持器在同一时刻发出一个保持信号，则能得到各路信号某一时刻的瞬时值，然后可依次对各路保持信号进行 A/D 转换。

采样/保持器的工作原理如图 15-18 所示。A_1 为高输入阻抗的场效应晶体管组成的跟随器，A_2 为输出缓冲器，开关 K 是由工作方式控制输入端所控制的开关，电容 C_H 为保持电容。在采样状态下，采样命令由控制输入端控制开关 K 使其闭合，输入信号 u_i 经放大器 A_1 向电容 C_H 充电。由于开关 K 的导通电阻和 A_1 的输出阻抗很小，充电速度很快，因此输出电压 u_o 跟随输入电压 u_i 变化。在保持状态下，开关 K 打开，由于放大器 A_2 的输入阻抗很高，在理想情况下，电容 C_H 两端的电压（即输出电压）将保持充电的最终值，直到新的采样命令到来。

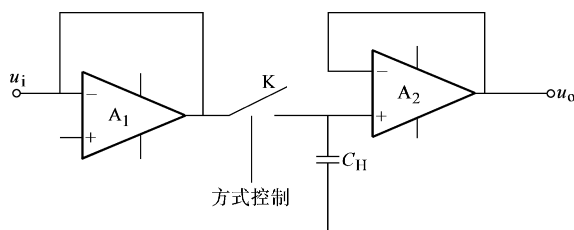


图 15-18　采样/保持器的工作原理

如今的数据采集系统都选用集成的采样/保持器。集成采样/保持器芯片种类型号很多，按其功能可分为通用型、高速型、高分辨率型三类。属于通用型的芯片有 LF398、AD582、AD583 等；属于高速型的芯片有 AD9110、SHC605、HTS0025 等；属于高分辨率型的芯片有 AD389、SHA114、SHA—6 等。

15.4.2　采样/保持器的主要参数

1）捕获时间 t_{AC}：指当采样/保持器的控制信号从“保持”电平转换到“采样”电平

时，输出电压 u_o 从原来的保持值过渡到当前输入信号 u_i 所需的时间。它包括开关 K 的导通延时时间、采样信号建立时间及达到采样值的跟踪时间。捕获时间反映了采样/保持器的采样速度，它限定了该电路在给定精度下截取输入信号瞬时值所需要的最小采样时间。捕获时间与保持电容的充电时间常数、放大器的响应时间及保持电压的变化幅度有关。

2）孔径时间 t_{AP}：指采样/保持器接到保持命令到开关 K 真正断开所需要的时间。由于孔径时间的存在，采样时刻被额外地延迟了，即在 t 时刻采样结束，但由于开关 K 要到 $t+t_{AP}$时刻才真正关断，使实际保持电压已不代表保持指令到达时（t 时刻）输入信号的瞬时值，而是 $t+t_{AP}$时刻输入信号的瞬时值，使实际保持的电压和希望保持的电压之间产生了时间上的误差。这个误差称为孔径误差。

3）衰减率：即保持电压的下降率。在保持状态，希望采样/保持器输出电压保持恒定，但由于保持电容的漏电流和其他杂散漏电流的存在，会引起保持电压下降。衰减率反映了采样/保持器的输出值在保持期间的变化情况。

15.5　模/数转换器

模/数转换器习惯上被称为 A/D 转换器或 ADC，它是数据采集系统的核心。A/D 转换器的任务是把模拟量转换成数字量，以便送入计算机处理。在一般情况下，这个模拟量是电压。

15.5.1　模/数转换器的主要性能指标

无论是分析或设计数据采集系统，还是面对课题选购 A/D 转换器芯片，都会涉及有关 A/D 转换器的技术指标及术语，所以非常有必要弄清一些有关 A/D 转换器的基本概念。同时，世界各公司生产的 A/D 转换器所给出的技术指标在其名称和表达方式上不完全相同，在使用时应充分注意。

1. 分辨率

分辨率反映 A/D 转换器所能分辨的输入模拟量的最小值。即输出数码增加或减少一个单位所对应的输入信号最小变化量。它取决于 A/D 转换器的位数 n。因此，分辨率通常用二进制数码的位数来表示。如 8 位 A/D 转换器的分辨率即 8 位，说明它能分辨出的输入电压的最小量为

$$1\text{LSB}=\frac{U_{FS}}{2^8}=\frac{U_{FS}}{256}$$

式中，LSB 表示最低电压，1LSB 为最低有效值所表示的电压。

同样，12 位 A/D 转换器的分辨率即 12 位，说明它能分辨出的输入电压的最小量为

$$1\text{LSB}=\frac{U_{FS}}{2^{12}}=\frac{U_{FS}}{4096}$$

式中，U_{FS}为 A/D 转换器的满度值。

2. 转换精度

转换精度反映了转换结果相对于实际的偏差。它有两种表示方法：

1）绝对精度。A/D 转换器所输出的任何数码所对应的实际模拟电压与理想的电压值之

差值并非为一个常数，把这个差值的最大值定义为绝对精度。绝对精度通常用最低位的倍数来表示，如 1LSB、1/2LSB 等。

2）相对精度。通常用绝对精度除以满量程的百分数来表示。转换精度有时以综合误差指标的表达方式给出，有时又以分项误差的表达方式给出。通常给出的分项误差的指标有量化误差、偏移误差、满刻度误差、非线性误差等。

量化误差是指由 A/D 转换器的有限分辨率引起的误差。在一个量化单位内，所有电压值都应对应着一个输出数码，因此存在着一个固有的变化误差，无论 A/D 转换器的精度多高都存在这一问题，量化误差仅仅能通过提高分辨率来减小；偏移误差又称零位误差，是指输入信号为零时，输出信号所对应的值；满刻度误差又称为增益误差，是指满刻度情况下，实际 A/D 转换器输出数码所对应的输入电压与理想的输入电压之间的偏差；非线性误差是指 A/D 转换器的转移函数与理想情况的最大偏移。

应当指出，分辨率与转换精度虽是两个不同的概念却有着本质的联系，可以说，没有基本的分辨率就谈不上转换精度。

3. 转换速率

A/D 转换器的转换速率是指每秒钟所能完成的 A/D 转换次数。完成一次转换所需要的时间称为转换时间。

15.5.2　常用模数转换器的种类

目前 A/D 转换器芯片型号很多，在精度、速度、价格方面千差万别。较为常见的主要分以下几类：逐次逼近型 A/D 转换器、双积分型 A/D 转换器、并行比较型 A/D 转换器、串—并比较型 A/D 转换器、Σ-Δ 型 A/D 转换器。

1. 逐次逼近型 A/D 转换器

逐次逼近型 A/D 转换器的工作原理如图 15-19 所示。

其原理如下：开始转换前，移位寄存器被清零。开始转换后，A/D 转换器发出启动转换信号，首先使片内移位寄存器输出的数字信号最高有效位为 1，其余位为 0。这个数码经片内 DAC（D/A 转换器）做 D/A 转换后输出一个基准电压 U_o。U_o 被送入比较器与未知电压 U_x 进行比较：如果 $U_x < U_o$，说明数字量过大，清除该位，令次高位为 1，进行比较；如果 $U_x > U_o$，说明数字量还不够大，应将这一位保留。然后按同样的方法对次高位进行试探比较，这样逐位比较下去，以便使 U_o 向输入信号 U_x 逼近。当 U_o 等于 U_x 时，片内 DAC 输入的数字量就是 A/D 转换器的数字输出量。

目前流行的逐次逼近型 A/D 转换器产品主要有两类：一类属于双极型集成电路；另一类属于 CMOS 线性集成电路。前者的转换速率较高，一般在 0.1 ~ 40μs 范围内，后者的转速率略低，一般在 20 ~ 200μs 范围内。后者因功耗低、价格便宜而被广泛应用。目前常用的单片集成化逐次逼近型 A/D 转换器一般为 8 ~ 12 位，主要应用于中高速数据采集系统。

2. 双积分型 A/D 转换器

双积分式 A/D 转换器与逐次逼近式 A/D 转换器相比，最大的优点是它具有较强的抗干扰能力。

双积分式 A/D 转换器的工作原理如图 15-20 所示。它实质上是一个“电压-时间-数字”间接 A/D 转换器。

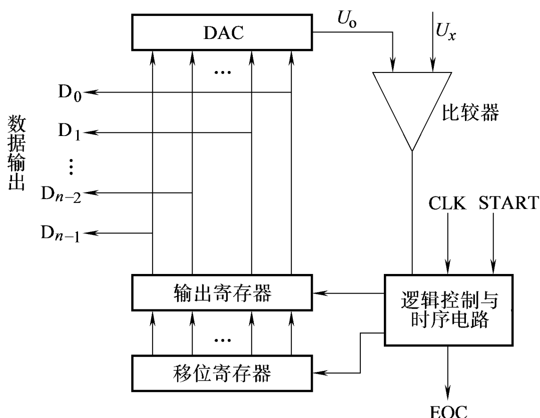


图15-19　逐次逼近型A/D转换器的工作原理

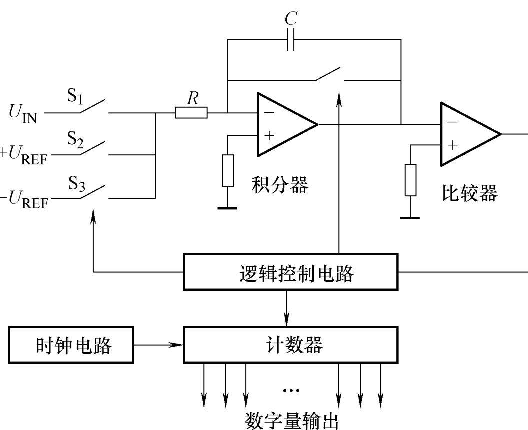


图15-20　双积分式A/D转换器工作原理

首先逻辑控制电路使开关S_1合上，这样模拟输入电压（U_{IN}）接到积分器输入端，对它进行固定时间的积分（定时积分）。此时积分器的输出电压U_{O1}为

$$U_{O1} = -\frac{1}{RC}\int_0^{T_1} U_{IN}\mathrm{d}t = -\frac{T_1}{RC}\overline{U_{IN}} \tag{15-12}$$

式中，T_1为固定积分时间，$T_1 = N_{FS}T_{cp}$，N_{FS}为计数器满度计数值，计数器的输入时钟周期为T_{cp}，$\overline{U_{IN}}$为模拟输入电压U_{IN}在$0 \sim T_1$内的平均值。

然后断开S_1，合上S_2或S_3，将与U_{IN}极性相反的标准电压U_{REF}接到积分器输入端，对它进行反向积分（定压阶段），计数器重新开始计数，直到积分器的输出回到零。

此时比较器动作，通过控制逻辑电路将计数器关闭。积分器的输出电压U_{O2}为

$$U_{O2} = -\frac{T_1}{RC}\overline{U_{IN}} + \frac{1}{RC}\int_0^{T_X} U_{REF}\mathrm{d}t = 0 \tag{15-13}$$

这里T_X为这一段的积分时间。由式（15-12）和式（15-13）得出

$$T_X = \frac{T_1}{U_{REF}}\overline{U_{IN}}$$

由于T_1和U_{REF}都是定值，所以反向积分的时间T_X与输入模拟电压成正比。设在这一段时间内计数器的计数值为N，那么

$$T_X = NT_{cp} \tag{15-14}$$

可见计数器的数字量输出（即A/D转换器的数字量输出）反映了A/D转换器的输入模拟电压。

双积分式A/D转换器与逐次逼近式A/D转换器相比，最大的优点是它具有较强的抗干扰能力，因为ADC的转换结果正比于模拟输入电压在定时阶段的平均值，所以对于周期等于T_1或T_1/m（m为正整数）的对称干扰（即在整个周期内平均值为零的干扰），在理论上具有无穷大的抑制力。常用的测控系统中经常碰到的是50Hz工频干扰，所以ADC的定时积分时间T_1通常选为20ms的整数倍。如果ADC要求外接时钟，那么时钟频率f_{cp}应为

$$f_{cp} = \frac{50N_{FS}}{m}$$

双积分式A/D转换器的性价比非常高，这是因为在转换过程中的两次积分中使用了同

一积分器，转换结果和精度与积分器的有关参数没有很大关系，所以对相关元件的性能指标要求不是非常高，降低了成本。

双积分式 A/D 转换器的编码非常方便，数字量输出既可以是二进制的也可以是 BCD 码的，这仅仅取决于计数器的计数规律。

双积分式 A/D 转换器的缺点是速度慢。因为它的转换时间等于两次积分的时间和加上一个准备复位时间，一般为几到几十毫秒。一般只适用于对温度、压力、流量等变化缓慢的参量的检测和控制。

3. 并行比较型 A/D 转换器和串-并比较型 A/D 转换器

并行比较型 A/D 转换器又称为闪烁式 A/D 转换器，它的原理是利用 2^n-1 个电压比较器（n 为 A/D 转换器的位数），使输入电压与 2^n-1 个参考电压进行比较。它共用 2^n 个电阻串联组成分压器，上下两端的两个电阻的阻值为 $\frac{1}{2}R$，其余的电阻的阻值为 R，分压器上加参考电压 U_{REF}。由图 15-21 可看出，除上下两个分压电阻之外，其余电阻分得电压均为 $\frac{U_{REF}}{2^n-1}$，上下两个分压电阻共分得电压 $\frac{U_{REF}}{2^n-1}$。图 15-21 是三位并行 A/D 转换器转换原理图。被测电压 U_{IN} 接在七个比较器（$A_1 \sim A_7$）的“+”端，而参考电压被分压器按二进制比例分成了八个电压等级范围，分别为这七个比较器提供各自的参考电压。若 U_{IN} 大于某比较器的参考电压，则此比较器输出为“1”，若 U_{IN} 低于某比较器的参考电压，则此比较器输出为“0”。七路比较器输出信号送入鉴别门来判别 U_{IN} 属于哪一电压等级范围，此级所对应的鉴别门输出为“1”，其余门输出为“0”。这些鉴别门输出的数码经寄存器送到二进制译码器，形成与 U_{IN} 对应的三位二进制码。例如，如果 $0<U_{IN}<\frac{U_{REF}}{14}$，输出的三位二进制码为 000，如果 $\frac{U_{REF}}{14}<U_{IN}<\frac{3U_{REF}}{14}$，输出的三位二进制码为 001，如果 $\frac{13U_{REF}}{14}<U_{IN}<U_{REF}$，输出的三位二进制码为 111，比较器 A_0 是用来鉴别过量程的。当 U_{IN} 大于 U_{REF} 时，此比较器输出为“1”，标志过量程。

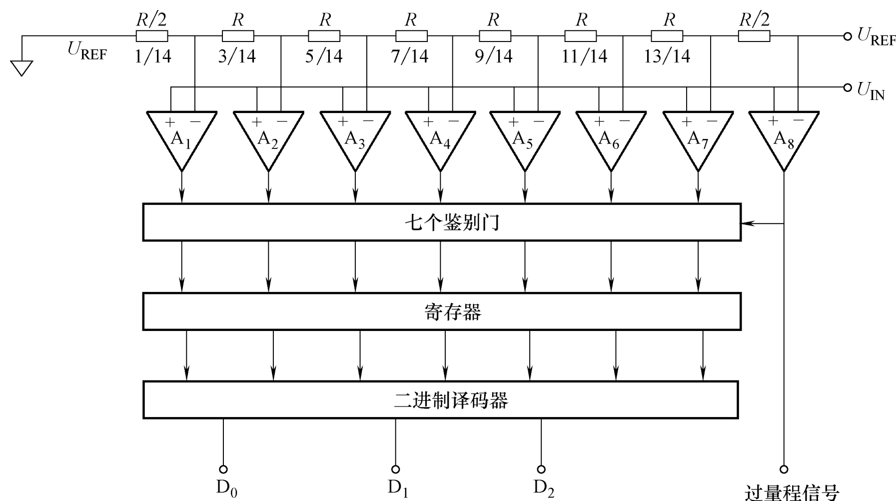


图 15-21　三位并行 A/D 转换器转换原理图

并行比较型 A/D 转换器转换速度非常快，其转换时间只取决于比较器及逻辑控制电路、寄存器、译码器的延时时间，通常在几纳秒到几十纳秒之间，如美国 RCA 公司生产的 CA3308 其转换速率可达 15MHz。但这种类型的 A/D 转换器分辨率很难提高，因为速度高是以牺牲片内器件数量为代价的，如 8 位并行比较型 A/D 转换器就需要 256 个低漂移比较器（含过量程比较器）和 256 个精密电阻。所以并行比较型 A/D 转换器的位数一般不超过八位，并且只在高速采集时才被采用。

为了满足高速转换及高分辨率的要求，各厂家又相继生产了串-并比较型 A/D 转换器，它的原理是：模拟输入电压 U_{IN}加到 n 位串-并比较型 A/D 转换器的输入端，首先经高$\frac{1}{2}$位并行比较型 A/D 转换器产生高$\frac{1}{2}n$ 位的数字量输出，这些数字量输出经$\frac{1}{2}n$ 位 D/A 转换器转换成为模拟电压 U_{IN1}，加到减法器的反向输入端；另外 U_{IN}经模拟延时后（U_{IN2}）加到减法器的同向输入端，减法器的输出电压为 $U_{IN2}-U_{IN1}$，把这个电压送入低$\frac{1}{2}$位并行比较型 A/D 转换器转换成低$\frac{1}{2}n$ 位的数字量输出。工作原理如图 15-22 所示。

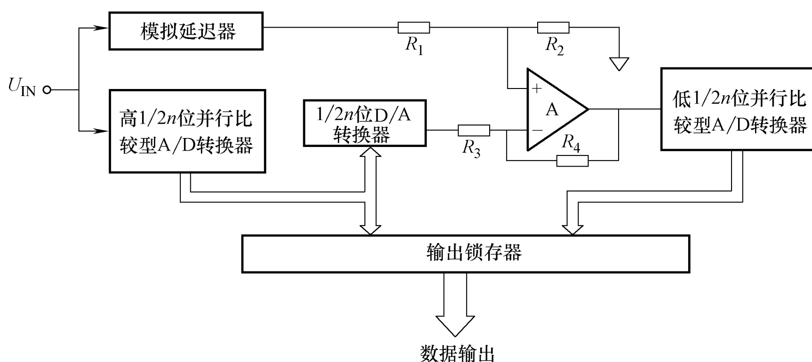


图 15-22　串-并比较型 A/D 转换器原理图

4. ∑-Δ 型 A/D 转换器

传统的积分式或逐次比较式 A/D 转换器的主要缺点是分辨率较低，成本较高，线性度不够理想，且抑制噪声的能力相对较差。近年来随着大规模集成电路技术（VLSI）的发展，采用 VLSI 工艺制成的高性能∑-Δ 型 A/D 转换器已成为数字通信、数字音响等领域的主流产品。它能以很高的采样速率将模拟信号转换成数字信号，再通过采样、噪声整形和数字滤波等方法来提高有效分辨率。它具有滤除量化噪声能力强、分辨率高、线性度好、成本低等显著优点。此外它对串模干扰的抑制能力很强，对外围元件的精度要求不太高。由于采用了数字反馈式比较，因此比较器的失调电压即零点漂移不会影响转换精度。

∑-Δ 型 A/D 转换器主要由两大部分组成：一是∑-Δ 调制器，它由积分器、比较器、触发器、D/A 转换器反馈电路组成；二是数字抽取滤波器，它通常为具有线性相位特性的有限脉冲响应数字滤波器（FIR）。它的原理结构如图 15-23 所示。

∑-Δ 调制器是一种改进的增量调制器，∑意为求和，Δ 意为增量。它与传统的 A/D 转换器的量化过程不同，其量化对象不是信号采样点的幅值，而是相邻两个采样点的幅值之间

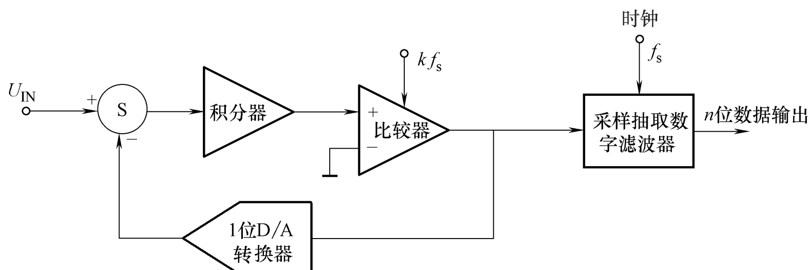


图 15-23　Σ-Δ 型 A/D 转换器原理结构图

的差值，此差值称为“增量”。为了能用一系列的差值信号来代替模拟输入信号，采样频率必须非常高。通常采样频率 f_{s1} 要比香农采样频率 f_s 高很多倍。这种采样器的频率远高于输入信号频率的情况称为“过采样”。利用过采样技术将已转换为数字量的输入信号频谱与量化噪声频谱分离开来，再通过数字低通滤波器很容易滤除量化噪声及混叠噪声，获得高信噪比、高分辨率的数字信号。

如果输入信号的频率为 f_a，$f_s = 2f_a$，$f_{s1} = kf_s$，k 为过采样倍数。若用 f_{s1} 的采样速率对输入信号进行过采样，则量化噪声的频谱就位于直流和 $\frac{1}{2}f_{s1}$ 之间。通过对量化噪声的频谱进行整形（由 Σ-Δ 调制器完成），可使绝大部分噪声位于 $\frac{1}{2}f_s(f_a)$ 和 $1/2\,f_{s1}$ 之间，仅有很少一部分留在直流与 f_a 范围内。再用数字滤波器滤除绝大部分噪声，只保留有用信号，如图 15-24 所示。

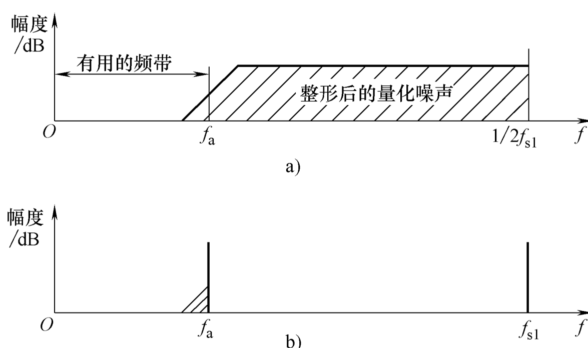


图 15-24　整形及滤波后的噪声分布
a）整形后　b）数字滤波后

由于 Σ-Δ 型 A/D 转换器具有积分式或逐次比较式 A/D 转换器无法比拟的优点，所以已经在音频范围内得到了广泛的应用，许多公司相继推出了应用 Σ-Δ 技术的芯片，如美国 AD 公司生产的 AD7701（16 位）、AD7703（20 位）、AD7710（24 位）、AD7701（16 位且带放大倍数为 1～128 倍的可编程放大器）及美国 ADI 公司的 ADu812 系列单片数据采集系统。

前面提到，A/D 转换器从启动转换到转换结束，输出稳定的数字量需要一定的时间，这就是 A/D 转换器的转换时间。其倒数就是 A/D 转换器每秒完成的转换次数，称为转换速率。

用不同原理实现的 A/D 转换器其转换时间是不同的。总的来说，积分型、电荷平衡型和跟踪比较型 A/D 转换器的转换速度较慢，转换时间从几毫秒到几十毫秒不等，只能构成低速 A/D 转换器，一般适用于对温度、压力、流量等变化缓慢的参量的检测和控制。逐次比较型的 A/D 转换器转换时间可从几微秒到 100μs 左右，属于中速 A/D 转换器，常用于工业多通道单片机控制系统和声频数字转换系统。转换时间最短的高速 A/D 转换器是那些用双极性 CMOS 工艺和 VLSI 工艺制成的全并行、串并行、电压转移函数型和 Σ-Δ 型的 A/D 转换器，转换时间仅为 10～100ns。高速 A/D 转换器主要用于雷达、数字通信、视频数字转换、实时瞬态记录等系统。

选择 A/D 转换器的时候，一定要对整个数据采集系统进行综合考虑。如信号的频率特性、采集系统的结构形式、与计算机的接口特点，特别是 CPU 的工作速度等。

15.6　数据采集系统设计

如果要设计一个数据采集系统，总体方案是关键，它直接影响着系统的技术先进性、经济指标和性能价格比。在设计总体方案之前，首先必须充分了解输入信号的特性以及系统要求，如待测信号的数量、信号是模拟量还是数字量、信号的强弱和变化范围、是电压还是电流输出、信号变化速度、要求的分辨率、现场的干扰大小、信号源输出阻抗的大小、系统要求的采集和控制精度等，并根据这些条件来确定系统的精度、采集速度、抗干扰能力，从而对数据采集系统进行设计；其次要合理配置系统，恰当安排软件、硬件功能。

15.6.1　数据采集系统结构形式的确定

对数据采集系统进行设计时，要根据系统性能要求及被测信号的特点来选择系统的结构形式。常见的数据采集系统的结构形式有下面几种。

1. 单通道数据采集系统

这种数据采集系统转换精度很高，速度快，但成本非常高，适合于采样点少、精度要求高的系统，如图 15-25 所示。

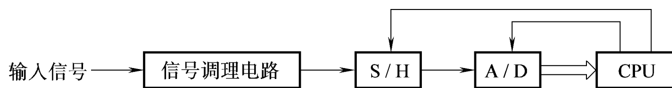


图 15-25　单通道数据采集系统

2. 多通道并行数据采集系统

在这种数据采集系统中（见图 15-26），每个通道都带有独自的采样/保持（S/H）器、信号调理电路和 A/D 转换器，各个通道的信号可以独立进行采样和 A/D 转换。转换的数据可经过接口电路直接送到计算机中去，数据采集的速度快，但占用大量资源。若被测信号为静态或变化缓慢的信号，则可以不加采样/保持器。

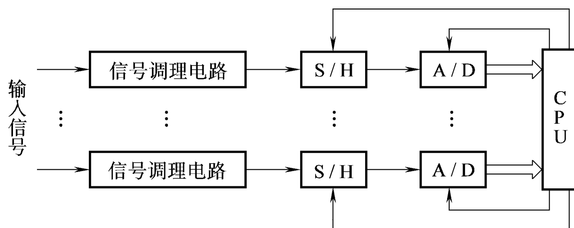


图 15-26　多通道并行数据采集系统

3. 多通道同步型数据采集系统

如图 15-27 所示，在这种数据采集系统中，所有通道共享 A/D 转换器，这种采样形式，适合于各通道的转换精度、转换速度要求基本一致的场合。系统占用 CPU 的输入口较少，CPU 对每个通道的访问，可以由软件决定，也可由硬件决定。由于每一路都有采样/保持器，可以在同一个指令控制下对各路信号同时采样，得到各路信号在同一时刻的瞬时值，并由模拟多路开关 MUX 分时将各瞬时值送入 A/D 转换器进行转换，因此这种系统被称为同步型数据采集系统。这是一种比较经济的工作方式，尤其对于那些接口有限的微型机，这种方式更有效。

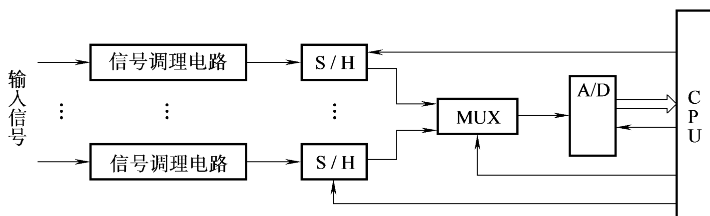


图 15-27　多通道同步型数据采集系统

这种数据采集系统的不足之处：一是采集速度较前两种方式慢；二是在被测信号路数较多的情况下，同步采得的信号在采样/保持器中保持的时间会加长，而保持器会有一些泄漏，使信号有所衰减，由于各路信号保持的时间不同，致使各个信号的衰减量不同，出现一定的误差。

4. 多通道共享采样/保持器与 A/D 转换器的数据采集系统

如图 15-28 所示，这种结构采用分时转换的工作方式，各路被测信号共用一个采样/保持器和一个 A/D 转换器。它对信号的采集是由 MUX 分时切换、轮流选通的，因此不能获得同一时刻的数据。这种结构形式简单，所用芯片数量少，它适用于信号变化速率不高，对采样信号不要求严格同步的中、低速数据采集系统。

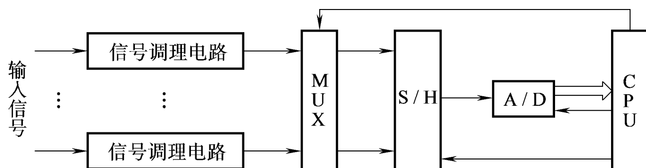


图 15-28　多通道共享采样/保持器与 A/D 转换器的数据采集系统

在很多场合下，数据采集系统还可共用信号调理电路，但是如果各路模拟信号幅度相差很大，或者模拟信号幅度随时间变化很大，那么调理电路的主放大器就必须使用程控增益放大器或浮点放大器，如图 15-29 所示。

以上介绍了常见的数据采集系统的结构形式。当然在条件允许的情况下应尽量选择单片式数据采集系统以及数据采集接口卡。

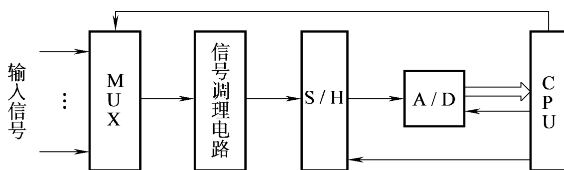


图 15-29　多通道共享信号调理电路、采样/保持器与 A/D 转换器的数据采集系统

近年来为了适应采集与控制的需要，一些厂家设计了各种直接插入计算机插槽的数据采集接口卡，利用这些采集卡，可方便地构成一个数据采集系统或自动测量系统，从而大大节省了硬件的研制时间。目前应用较多的采集卡主要有基于 ISA（Industry Standard Architecture）总线和基于 PCI（Peripheral Component Interconnect）总线的数据采集卡。采集卡中通常包括 A/D 转换器、D/A 转换器、MUX、采样/保持器、程控增益放大器，此外还包括数字量的输入/输出接口、定时计数通道、总线接口逻辑电路、DMA 控制器和电源，可以非常方便地与计算机适配。在使用这些数据采集卡时，应着重了解采集卡的结构和参数、总线要求，以便进行系统设计，并认真熟悉其基地址、操作接口地址、控制数据格式和汇编语句格式，为软件设计打下基础。

15.6.2　数据采集系统的主要技术指标

在系统设计之前，要充分了解被采集信号的特点，这是设计好数据采集系统特别是信号调理电路的关键。数据采集系统的主要技术指标有下面几项。

1. 系统响应时间

系统响应时间通常又称为系统的采集周期，表示系统每采样并处理一个数据所占用的时间。它是设计数据采集系统的重要指标。系统响应时间的倒数称为系统传输速率或采样速率。为了使采样结果能够真正反映信号的变化，其采样速率应满足奈奎斯特采样频率。设 $f_{\max}$ 为被采集信号的最高频率，则在实际工程中，系统采样频率 f_x 为

$$f_x \geqslant (3-10)f_{\max} \tag{15-15}$$

设系统的通道数为 N，那么系统响应时间为

$$T_x = \frac{N}{f_x}$$

在实际的数据采集系统中，系统的响应时间要受到很多因素的限制。其中，包括信号调理电路的响应时间 t_1，MUX 的切换时间 t_{on} 和 t_{off}，采样/保持器的捕获时间 t_{ac}、孔径时间 t_{ap} 和保持时间 t_s，A/D 转换时间 t_c，数据输出时间 t_{out} 等。

所以，系统中单个通道实际的响应时间应为

$$T_N = t_1 + t_{on} + t_{off} + t_{ac} + t_{ap} + t_s + t_c + t_{out} \tag{15-16}$$

整个系统实际响应时间应为

$$T = NT_N \tag{15-17}$$

在选择器件时应注意 T 不应大于 T_x。

如果使用重叠采样方式，在转换器的转换和数据输出的同时，切换 MUX 采集下一路信号，则可提高每个通道的采样时间。

在设计系统选择器件时，必须使器件的速度指标满足系统的采样速率指标要求。信号调理电路、MUX、采样/保持器、A/D 转换器的动态参数必须满足式（15-16）。

2. 系统的分辨率

系统的分辨率是指数据采集系统可以分辨的输入信号最小变化量，通常用最低有效位值、系统满刻度的百分数或系统可分辨的实际电压数值来表示。它主要与信号调理电路和 A/D 转换器芯片有关。

3. 系统的精度

系统的精度是指当系统工作在额定采集速率下，系统采集的数值和实际值之差。它表明系统的误差总合。对于数据采集系统中的调理电路及其他每个元件，其精度应优于系统精度 10 倍左右。例如，要构成一个误差为 0.1% 的数据采集系统，所用的 A/D 转换器、MUX、采样/保持器及放大器的误差都应小于 0.01%。

15.7　抗干扰措施

由于噪声在一定条件下会影响和破坏设备或系统的正常工作，通常把具有危害性的噪声称为干扰。一般情况下，以危害性干扰量为对象进行研究时，多使用“噪声”这个词。以

噪声所形成的不良效应为对象来研究时，多使用“干扰”这个词。抗干扰技术的目的，就是采取一些有效的技术措施，尽可能地排除或者抑制噪声所形成的不良影响，使电子设备的工作可靠性得以保证。对于具体的电子系统来讲，一方面它可能受到其他外来噪声信号的干扰。另一方面它本身也可能会产生噪声而干扰其他的设备。

通常对于许多传感器来说，最大的外部噪声是工频干扰及连接在交流电源上的电动机、电焊机等产生的火花放电以及大功率继电器、接触器等的触点吸合、断开所产生的干扰。同时由于测量电路往往是模拟电路和数字电路的混合体，数字电路的工作信号的变化也会影响模拟电路。

15.7.1 干扰的耦合方式

干扰源产生的干扰是通过耦合通道对系统产生电磁干扰作用的，要抑制干扰，应了解它的传输途径。干扰信号的传输途径大致分为以下几类：

1. 直接耦合

直接耦合又称为传导耦合，当导线经过具有噪声干扰的环境时，就可能拾取噪声并传入到电路中而对电路造成干扰。在信号采集系统中，最常见的是干扰噪声经过电源线直接耦合进入系统，这对电子系统形成的干扰十分严重。对于这种耦合方式，可采用滤波去耦的方法有效地抑制或防止干扰信号的进入。

2. 电容性耦合

电容性耦合又称为电场耦合或静电耦合。它是由于元件之间、导线之间、元件与导线之间存在的分布电容所引起的，是电场相互作用的结果。由于实际电路中杂散电容的存在是不可避免的，这就必然造成一部分电路中的电荷变化影响到另一部分电路，如某一个导体上的信号电压通过分布电容的作用使其他导体上的电位受到影响，这样的现象就称为电容性耦合。

如图 15-30 所示，A 为干扰导体，它具有的电压为 $\dot{U}_A$，B 为信号线即受干扰导体。C_{AB} 为两导体间的分布电容，导线 A 和导线 B 对地的分布电容忽略不计，R 为导线 B 的对地电阻，如果把导线 B 理解为测量电路的信号输入线，则 R 就是测量电路的输入电阻。设 ω 为干扰信号的角频率，则 B 导线上由于电容性耦合形成的对地噪声电压为

$$\dot{U}_B = \frac{j\omega C_{AB}R}{1 + j\omega C_{AB}R}\dot{U}_A \qquad (15\text{-}18)$$

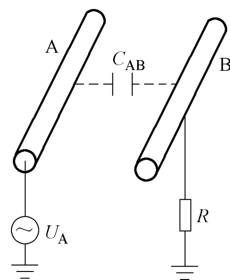


图 15-30 电容性耦合

当 $|j\omega C_{AB}R|$ 的模很大时，即 $|j\omega C_{AB}R| >> 1$ 时，$\dot{U}_A = \dot{U}_B$；

当 $|j\omega C_{AB}R|$ 的模很小时，即 $|j\omega C_{AB}R| << 1$ 时，$\dot{U}_B \approx j\omega C_{AB}R$ 。

从干扰电压的表达式可看出，B 导线上由于耦合的噪声电压与输入阻抗、导线之间的分布电容、$\dot{U}_A$ 的频率、幅值成正比。显然噪声源频率越高，引起的电场耦合干扰越为严重。受干扰回路的输入阻抗越小，噪声电压才能减小，可见从抗干扰的角度考虑降低输入阻抗是有利的，所以说在设计实际电路时应兼顾信号检测的精度和抑制干扰的能力这两方面的要求。

3. 电磁感应耦合

电磁感应耦合又称为磁场耦合，也可称为互感耦合，它是两部分电路（或回路间）间磁场相互作用的结果。即由于两部分电路（或回路）间互感的存在，一个电路中的电流变化，将通过磁场交链的形式耦合到另一电路。当两根导线在较长一段区间平行架设时，会发生这种耦合，动力线或强信号线会成为干扰源。在系统内部，线圈或变压器的漏磁也会成为干扰源。

4. 共阻抗耦合

共阻抗耦合是几部分电路之间有公共阻抗，或者可认为噪声源和信号源之间有公共阻抗时的传导耦合，当一个电路有电流流过时，在公共阻抗上产生一个压降，这个压降就是对其他与此公共阻抗相连的电路来说的干扰，即该阻抗上的压降会影响其他电路。共阻抗耦合常见于以下几种情况：

（1）电源内阻抗的共阻抗耦合

如图 15-31 所示，当多个电路共用同一电源时，电源的内阻 R 就形成各电路间的公共阻抗。这时只要某一电路的电流发生变化，公共阻抗上的电压 U_R 就发生变化，其他电路的供电电压也会跟着发生变化。U_R 称为干扰电压。

（2）公共地线的耦合

在公共地线上，经常有各种信号电流流过，由于地线本身具有一定的阻抗，在其上必然形成压降，该压降就形成了对其他电路的干扰电压。如图 15-32 所示，假设此电路为多级放大电路，电路 1、电路 2、电路 3 分别为三级放大器，R_1、R_2、R_3 分别为各段地线的电阻，显然流过电路 3 的电流要比流过电路 1、电路 2 的电流大许多，R_3 上的压降也会相对比较大，会对电路 1、电路 2 形成干扰。

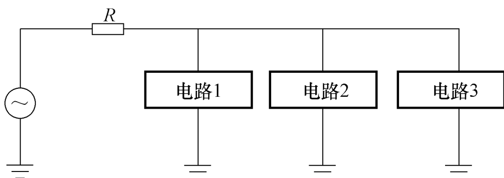


图 15-31　电源内阻抗的共阻抗耦合

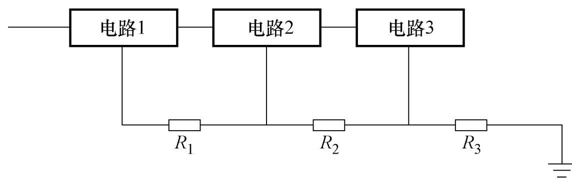


图 15-32　公共地线的耦合

（3）多路输出电路的公共阻抗耦合

当电路有几个负载时，任何一个负载的变化都会通过电路的共阻抗耦合而影响到其他负载。

为了防止共阻抗耦合，应想办法使耦合阻抗趋于零，比如注意接地的方式、使用内阻小的电源、尽量减小电路的输出阻抗或者为每一负载增加缓冲驱动电路等。

（4）漏电耦合

漏电耦合是由于两部分的电路绝缘不良，由流经绝缘电阻的漏电流而引起噪声干扰。如图 15-33 所示，设导线 A 为信号线，导线 B 为干扰源，R_m 为 A 与 B 之间的绝缘电阻。Z_A 为导线 B 的对地阻抗，如果导线 A 为某放大电路的信号输入线，那么 Z_A 可理解为此电路的输入阻抗。

$\dot{U}_S$ 在 Z_A 上产生的干扰电压 $\dot{U}_N$ 为

$$\dot{U}_N = \frac{Z_A}{R_m + Z_A}\dot{U}_S \tag{15-19}$$

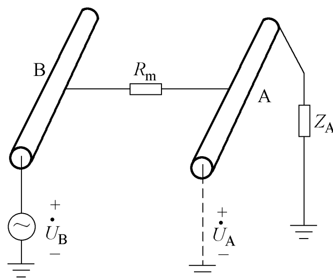


图 15-33　漏电耦合示意图

可见，干扰源的电压越高、绝缘电阻越小，产生的漏电干扰电压越大。同时应注意输入电阻高的放大电路更容易拾取漏电干扰电压。

（5）辐射电磁场耦合

辐射电磁场耦合是高频电信号产生的电磁波在空间传播的结果。当系统处于大功率的发射场中（大功率的高频电气设备附近）或处于流过高频电流的导体周围时都会感应出相应频率的电动势，形成干扰。它是一种无规则的干扰，很容易通过电源线传到系统中去，此外当信号传输线较长时，它们既能向外辐射干扰波，同时又能接收干扰波，这称为天线效应。

15.7.2　抗干扰措施

1. 屏蔽措施

屏蔽是用低阻材料或高导磁率材料制成封闭体，将要保护的电路与干扰源隔离开来的一种装置。

在电子电路的噪声抑制技术中，屏蔽是一种很重要的措施，屏蔽的目的就是切断场的耦合。屏蔽所抑制的干扰是以各种场的形式传递，所以屏蔽的种类又有很多，包括电场屏蔽、磁场屏蔽和电磁屏蔽等。而具体的屏蔽方法原则上可归为两类：一类是将干扰源屏蔽和隔离起来，使它们所产生的电、磁及电磁干扰仅局限于一定的范围，不向四周扩散；另一类是把易受干扰的元、器、部件或电路及引线屏蔽和隔离起来，形成一个相对“清洁”的空间，使各类电、磁及电磁干扰信号不能对其产生影响。

2. 传输线的抗干扰

工程实践证明，对于数据采集系统来说，绝大部分干扰都是噪声通过各种电缆侵入的。因而采集系统的配线技术是非常重要的，可采用屏蔽技术。

对于静电感应噪声可在信号线上包一层金属导体屏蔽层，并将屏蔽层端点接地。对于电磁感应噪声，配线时应尽量使信号线远离强电线，以减小互感，减小电磁感应噪声的进入。同时也可以使用屏蔽线，使屏蔽层接地。此外信号线还可采用双绞线，它也是抑制电磁感应噪声的一种很有效的方法。

在信号线布线时还应注意，信号线应尽量远离电源线，必要时可用钢管或金属蛇皮管把它们分别套装起来，以增加屏蔽效果。

在小信号测量中，一定要注意对印制电路板上输入信号线的保护，首先要让输入信号线尽量远离公共电源、公共信号地等干扰源（每一级放大器的正、负电源线和模拟地之间要并接去耦电容）。同时要防止印制电路板因灰尘等赃物使其表面被污染，致使绝缘电阻降低而引起的漏电干扰。漏电是绝缘破损、受潮、表面污染等原因所致，漏电电流侵入电路形成干扰。当前置级放大器的输入阻抗较高时，即便是极微弱的漏电流也会对输入信号产生很大影响。这种现象可在印制电路板上设置“屏蔽线”以减小漏电电流。“屏蔽线”主要是用来保护输入电路，防止其他电路的漏电流流入信号输入电路。这里要注意屏蔽线的电位要与输入信号的地电位相等。

图 15-34 为一反相比例放大器信号输入线的屏蔽保护，图 15-34a 为反相比例放大器的原理图，图 15-34b 为印制电路板示意图。图中集成运放 OP07 的脚 2 为信号输入端，脚 3 为公共地线。根据理想运放的特点，同相输入端和反相输入端“虚短”，即脚 2 和脚 3 等电位，它们之间不可能产生漏电流。而电源线所产生的漏电流也通过屏蔽保护线流入地，不会流入信号端。

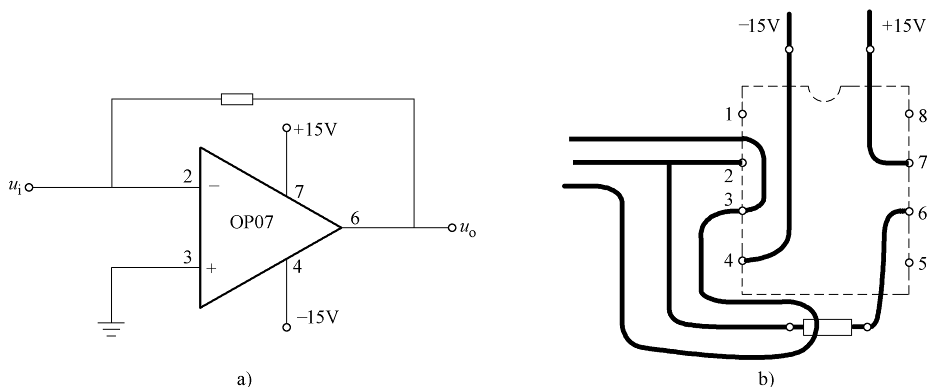


图 15-34　放大器输入信号线的屏蔽保护

a）反相比例放大器原理图　b）印制电路板示意图

3. 串模与共模干扰的抑制

在信号传输过程中，特别是被测信号通过传输线送到调理电路的过程中，调理电路易受到干扰信号的影响，这时干扰信号就叠加在有用信号上，从叠加的方式来看，分为差模干扰和共模干扰两种。

（1）串模干扰的抑制

串模干扰的抑制能力用串模抑制比 NMR 来衡量：

$$NMR = 20\lg \frac{U_{nm}}{U_{nml}}$$

式中，U_{nm}为串模干扰电压；U_{nml}为放大器输入端由串模干扰电压引起的等效电压。

一般要求 NMR 满足 $NMR \geqslant (40 \sim 80)$dB。

串模干扰抑制可以采取以下几种措施：

1）为了抑制由电磁感应产生的串模干扰，可尽早将被测信号放大，以提高电路的信噪比。

2）滤波。根据串模干扰噪声的频率情况，采用低通滤波器滤除高频干扰，采用高通滤波器滤除低频干扰。如果串模干扰是在有用信号的两侧，则采用带通滤波器较合适。如果干扰信号仅限于某一频率附近，还可采用带阻滤波器，在工频干扰比较强的场合，通常可在滤波电路中加一级 50Hz 陷波器（带阻滤波器），用以消除工频干扰。

经过信号调理电路进行滤波放大后，被测模拟信号通常会通过 A/D 转换器转变成数字信号，以便利用计算机进行处理。而利用数字滤波技术对带有串模干扰的数字信号进行处理，可以有效地滤除难以抑制的串模干扰。数字滤波器分为硬件数字滤波器和软件数字滤波器，硬件数字滤波器在数字滤波器中占有相当大的比重。顾名思义，它是由硬件电路构成的一类对特定频率数字信号具有选择性的数字滤波系统。同样，根据需要，可以组成低通、高通、带通和带阻等各类基本形式的数字滤波器。

除硬件数字滤波器之外，也可以通过计算机软件技术来达到滤除经由硬件电路而进入计算机内的干扰信号，以进一步提高整个系统工作的可靠性。软件滤波器的应用，与计算机的工作速度、内存的富裕量以及需要实时处理的数据量的大小有关。一般来说，软件滤波投资少，实施方便，滤波精度高，稳定性好，但需要占用计算机一定的内存和

处理时间，另外处理速度比硬件滤波器慢。为了提高整个电子系统的抗干扰性，增强电路的滤波效果，同时保证整个系统具有一定的响应速度和数据处理能力，往往是硬件数字滤波器和软件数字滤波器同时采用，发挥各自的优点，弥补两者的不足，使整个系统具有较高的抗干扰水平。

3 ）同一功能电路选用不同的元器件或采用不同的安装布线方式时，其抗串模干扰性能可能有很大的差异。例如高输入阻抗的电路比低输入阻抗的电路更容易接收噪声信号，数字逻辑电路部分的工作速度越高，产生的高频干扰也越强。因此从元器件选择入手可降低串模干扰。

（2）共模干扰的抑制

共模干扰是相对于公共电位基准点在接收电路的两个输入端同时出现的干扰。一般可以用电压源的形式来表征。当接收电路的对称性非常好时，通常不会影响测量精度，否则会转换成差模干扰。

共模干扰的抑制能力用共模抑制比 CMR 来衡量：

$$CMR = 20\lg \frac{U_{\mathrm{cm}}}{U_{\mathrm{cml}}}$$

式中，U_{cm}为共模干扰电压；U_{cml}为放大器输入端由共模干扰电压引起的等效电压。

常见的共模干扰的抑制方法有以下几种：

1）采用测量放大器抑制共模干扰。

2）采用隔离放大器对信号进行隔离，使传感器信号与系统没有公共参考点也能正常工作，真正实现了对传感器信号浮动测量，实现了信号的不共地传输，从而很好地抑制了共模干扰。

3）采用双层屏蔽的抗干扰措施。

4. 数据采集电路的接地问题

数据采集系统的工作接地问题在电路的设计和安装调试过程中应充分予以重视。因为在模拟电路中，除了输入信号线和电源线中可串入噪声外，地线中也会串入噪声。这是引入干扰的重要通道。接地线的合理连接对于提高电路的抗干扰性、增加其工作稳定性具有十分重要的意义。如果仅仅简单地用一根导线把所有接地点都连接起来，也许电路根本就无法工作，即便是能够工作，干扰也会使电路的稳定性及可靠性受到极大的威胁。

在电子设备的工作接地中，按照工作对象和用途的不同，分信号地、模拟地、数字地、电源地、外设地和机壳地等。在各类接地线需要连通时应选择合适的接地点及采取一定的技术措施，以消除各接地线间的相互影响。处理好接地问题，可以有效地抑制干扰，提高系统的抗干扰能力。

所谓接地就是将某点与一等电位点或一等电位面之间用低电阻导体连接起来，构成一个基准电位，此基准电位并不一定与大地相连。在数据采集系统中主要涉及信号地、模拟地、数字地、电源地。

信号地是信号源的地线，一切传感器都可视为信号源。信号地为传感器和各类其他信号源本身的零信号电位提供基准的公共地线。由于信号源电路输出的信号一般都较弱，易受到外界的干扰，因此对接地线的要求较高。

模拟地是模拟电路零电位的公共基准。模拟电路一般有较多的放大器，担负着各类信号

的放大任务。其中既有模拟量的小信号低频放大电路，又可能存在高频电路，同时还可能有各种振荡器电路等。因此从电路的构成看，既容易接收外来的干扰信号，又较容易产生自激而形成噪声干扰。所以对接地线的要求较高，对接地点的选择和接地线的具体铺设等都应做充分的考虑。

数字地也称为逻辑地，是数字电路零电位的公共线。由于数字信号一般较强，因此对数字地线的要求一般较模拟地低。但是考虑到数字信号通常工作在脉冲状态，而动态脉冲电流容易在杂散的接地阻抗上产生干扰电压，该电压有时虽然尚未对数字电路本身的工作造成影响，但对模拟电路来说，往往可能已经形成了严重的干扰。

电源地是电源系统的接地线，也是电源电路和其他电路公共的基准线。一个电源电路，可能要同时供给整个系统各电路各种不同的直流、交流工作电压。为了电源系统工作的稳定可靠，其自身应有接地线，同时从整个电子系统考虑，也应该有一个或多个基准参考点，而这些基准参考点的连接，往往是需要慎重考虑的问题。

综上所述，在布置地线时，首先应加粗地线宽度，这样可以减小接地导线电阻。但仅仅这样是不够的，因为各种不同类型的接地对接地线的要求不同，而接地线上的电压波动对各种接地电路的影响程度也不同，应具体问题具体分析。

首先在小信号模拟电路、数字电路混杂的场合，设计电路板时应尽量使模拟信号通道和数字信号通道分离，减少它们的耦合，因为数字信号比较强，而且都是一些高、低电平的跳变，所以数字地上有很大的噪声和电流尖峰。而模拟信号电流较弱，如果模拟信号与数字信号共用一条地线，数字信号就会通过公共地线对模拟信号产生干扰。所以应注意数字地线与模拟地线分开走线。但实际上模拟通道与数字通道不可能完全独立，因为信号采集系统的许多芯片的正常工作要求这两种信号具有相同的地电平，所以应找合适的一点把模拟地与数字地相连。应注意的是数据采集系统的许多芯片如采样/保持芯片、A/D 芯片、程控放大器等都提供了单独的模拟地和数字地引脚，连接时应将所有器件的模拟地和数字地分别连接，然后再将它们汇聚于一点。

下面讨论模拟地的一点与多点接地：低频电路采用一点接地原则，高频电路采用多点接地原则。

图 15-35 为独立地线并联一点接地方式，其中电路 1、2、3 分别为数据采集系统的三部分模拟电路，R_1、R_2、R_3分别为它们的接地电阻。这种接地方式可以避免地线的公共电阻耦合干扰，因为各部分电路的接地电位只与自身电流有关，不受其他电路电流影响。

图 15-36 为多点接地方式，频率低于 1MHz 时可采用一点接地方式，高于 10MHz 时应采用多点接地。因为一点接地方式布线复杂，接地线长而多，考虑到导线存在分布电感与分布

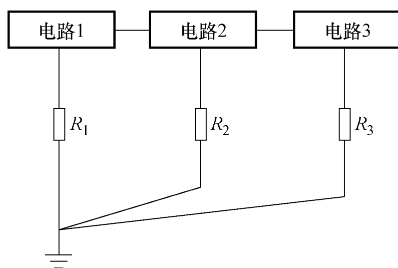


图 15-35　一点接地方式

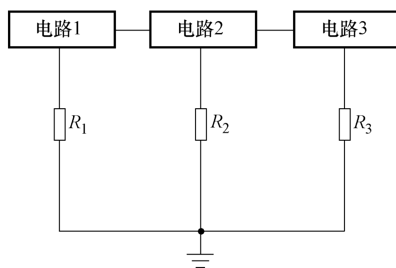


图 15-36　多点接地方式

电容，随着频率升高，地线间的感性耦合、容性耦合越来越严重，并且长线也会成为天线，向外辐射干扰信号，因此为了防止这种辐射干扰，地线长度应尽量短，采用就近多点接地。

15.8　虚拟仪器

1986 年，美国国家仪器（National Instruments）公司提出了虚拟测量仪器的概念，引发了传统仪器领域的一场重大变革，使得计算机和网络技术得以长驱直入仪器领域，和仪器技术结合起来，从而开创了“软件即是仪器”的先河。虚拟仪器技术是测试技术和计算机技术综合集成的产物，代表了现代测试技术和仪器技术发展的方向。

15.8.1　虚拟仪器的特点

测试仪器种类很多，功能也各异。但不论是何种仪器，其组成都可以概括为信号采集与控制单元、信号分析与处理单元和结果表达与输出单元等三部分。由于传统仪器这些功能单元基本上是以硬件或固化的软件形式存在，因此只能由生产厂家来定义、设计和制造。从理论上讲，在通用计算机平台上增加必要的信号采集与控制硬件，就已经具备了构成测试仪器的基本条件，关键是根据仪器的功能要求设计开发包括数据采集、控制、分析、处理、显示，并且支持灵活的人机交互操作的系统软件。

虚拟仪器（Virtual Instruments，VI）是不断革新的计算机技术与仪器技术相结合的产物。虚拟仪器实际上是一个按照仪器需求组织的数据采集系统，其研究中涉及的基础理论主要是数据采集和数字信号处理。虚拟仪器将传统的仪器由硬件实现的数据分析、处理与显示等功能改为功能强大的计算机软件来完成，结合专用的硬件配置（包括数据采集卡、PXI 仪器、VXI 总线仪器模块、I/O 接口设备、GPIB 卡、串行设备等）来完成数据采集、分析及显示，用户可以根据自己的需求来定义和设计仪器的测量功能。虚拟仪器技术的基础是计算机系统，核心是软件技术。与传统仪器相比，虚拟仪器的经济性、灵活性和可扩展性等方面都有独特的优势。

需要特别指出的是：虚拟仪器实质上是一种创新的仪器设计思想，而非一种具体的仪器。换言之，虚拟仪器可以有各种各样的形式，完全取决于实际的物理系统和构成仪器数据采集单元的硬件类型，但是有一点是相同的，那就是虚拟仪器离不开计算机控制，软件是虚拟仪器设计中最重要也是最复杂的部分。

虚拟仪器的特点可归纳为：

1）在通用硬件平台确定的基础上，用软件取代传统仪器中由硬件完成的功能，各种仪器的差异主要是软件。

2）仪器的功能是用户根据需要由软件来定义的，而不是事先由厂家定义好的。

3）仪器性能的改进和更新往往只需在原有通用硬件平台的基础上，进行相关软件的设计更新，而不需购买新的仪器，不存在仪器淘汰问题。

4）虚拟仪器利用软件设计取代传统仪器中利用硬件完成的仪器功能，配上标准化总线的使用，使仪器的测量精度及测量速度都有明显提高。

5）虚拟仪器保持着与计算机同步的发展速度，并可以利用网络技术实现与周边设备的互联，具有良好的开放性。

15.8.2　虚拟仪器系统的构成

从虚拟仪器外部结构的角度出发，虚拟仪器由计算机、仪器硬件和应用软件三部分组成。硬件功能是获取被测的物理信号，提供信号传输的通道；软件则是实现数据采集、分析、处理、显示等功能，并将其集成为仪器操作与运行的一体化环境。总体上而言，虚拟仪器硬件技术以 VXI、PXI 等先进的计算机接口总线发展为标志，而软件技术则以 VISA、SCPI 和 IVA 等最新标准和 LabVIEW、LabWindows/CVI 等先进开发平台为核心，构成一个比较完整的虚拟仪器技术体系。

1. 仪器硬件

目前较为常用的仪器硬件是数据采集系统（DAQ）、GPIB 系统、VXI 仪器系统、PXI 仪器系统、串口系统、现场总线系统以及这几者之间的任意组合。虚拟仪器框图如图 15-37 所示。

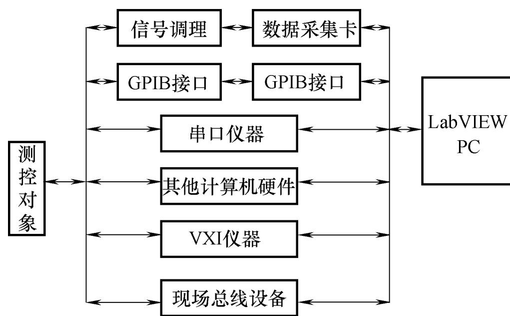


图 15-37　虚拟仪器框图

1）数据采集系统（DAQ）是以数据采集板、信号调理电路及计算机为仪器硬件平台组成的 PC DAQ 测试系统。DAQ 虚拟仪器广泛应用于一般的测试系统与工业过程控制，并且正在从过去 16 位的标准 ISA 总线发展到 32 位的 PCI 总线插卡，为设计各种测试仪器提供了更好的数据采集和控制能力。

2）GPIB 系统是以 GPIB 标准总线仪器与计算机仪器硬件平台组成的测试系统。

3）VXI 仪器系统是以 VXI 标准总线仪器与计算机仪器硬件平台组成的测试系统。VXI 总线系统是一种用于模块化仪器的总线系统。它集中了智能仪器、个人仪器和自动测试系统的很多特长，并具有小型便携、高速数据传输、模块式结构、系统组建及使用灵活、易于充分发挥计算机效能和标准化程度高等诸多优点，因而得到迅速发展和推广。

4）串口系统是以 Serial 标准总线仪器与计算机仪器硬件平台组成的测试系统。

5）现场总线系统是 Fieldplus 标准总线仪器与计算机仪器硬件平台组成的测试系统。

6）PXI（PCI Extensions for Instrumentation）是 PCI 在仪器领域的扩展。它将 Compact PCI 规范定义的 PCI 总线技术发展成适合于试验、测量与数据采集场合应用的机械、电气和软件规范，从而产生了新的虚拟仪器体系结构。PXI 将台式 PC 的性价比优势与 PCI 总线面向仪器领域的扩展完美地结合起来，形成一种高性价比的虚拟仪器测试平台。

GPIB、VXI 和 PXI 总线都是专门为程控仪器设计的计算机接口总线，其中 GPIB 仪器具有独立的仪器操作界面，可以脱离计算机独立使用，也可以通过标准 GPIB 电缆连接计算机实施程序控制；而 VXI 和 PXI 仪器没有独立的仪器操作界面，必须依赖仪器驱动器提供的虚拟操作界面。

以上无论哪种 VI 系统，都是将仪器硬件搭载到笔记本电脑、台式 PC 或工作站等多种计算机平台加上应用软件而构成的。因此，VI 的发展已经完全跟上计算机技术的发展步伐，同时也显示出 VI 的灵活性与强大生命力。

2. 应用软件

VI 的标准软件有两大类：一是编程设计软件，如 NI 公司的 LabVIEW 或 LabWindows/

CVI；另一种是仪器驱动程序与用户接口开发工具软件，主要软件模块有数据采集、数据分析、数据显示、文件管理、硬件拷贝输出等。常用的虚拟仪器开发环境有 NI 公司的 LabVIEW、LabWindows/CVI 和 HP 公司的 VEE 以及 VB、VC + + 、Delphi 等。

LabVIEW（Laboratory of Virtual Instruments Engineering Workbench）是美国 NI 公司利用虚拟仪器技术开发的 32 位面向计算机测控领域的虚拟仪器软件开发平台，主要用于仪器控制、数据采集、数据分析、数据显示等领域。LabVIEW 软件是 VI 设计平台的核心，也是开发测量或控制系统的理想选择。目前 LabVIEW 的最新版本为 LabVIEW2015。

LabVIEW 是一种程序开发环境，即 G 语言，类似于 C 和 Basic 开发环境，但是 LabVIEW 是一个图形化编程语言，它使用各种图标和图符代替文本语言来创建应用程序。LabVIEW 与其他计算机语言的显著区别是：其他计算机语言都是采用基于文本的语言产生代码，程序的执行主要依赖于指令。而 LabVIEW 使用的是图形化编辑语言 G 编写程序，产生的程序是框图的形式。某种程度上，框图程序窗口类似一个流程图。用 LabVIEW 编程无需太多编程经验，界面非常直观形象，因此，LabVIEW 对于没有丰富编程经验的工程师来说无疑是个极好的选择。

LabVIEW 也提供传统程序语言（如 C 语言）的接口，对于 LabVIEW 自身不易或不擅长完成的任务（如数据处理）可利用其他编程语言来实现，从而最终增强了 LabVIEW 的整体功能。另外 LabVIEW 也拥有大量由 NI 公司或第三方公司提供的非常实用的支持软件，如 Application Builder（用于生产可执行文件）和 SQL Toolkit（用于 LabVIEW 程序与本地或远程数据库相连）等。

一个 LabVIEW 程序分为三部分：前面板、框图程序和图标/接线端口。设计人员可以使用工具和对象来创建用户接口（人机界面），用户接口称为前面板窗口，类似于真实仪器的前面板；框图程序则是利用图形语言对前面板上的控件对象进行控制，某种程度上，框图程序窗口类似一个流程图；图标/接线端口用于把 LabVIEW 程序定义成一个子程序，从而实现模块化编程。

为更逼真地模拟传统仪器的工作方式，LabVIEW 提供了各种各样的外观与传统仪器类似的控件，如各种旋钮、开关、按钮、示波器、万用表、波形图表等，并可根据用户实际需要定制控件。

LabVIEW 还提供丰富的函数库和子程序库，对于大多数应用程序用户可以从例子中取得程序框架，便于提高开发速度。同时图元、框图及其构成的虚拟仪器以及函数库和子程序库适用于 Windows、NT、Macintosh、UNIX 等多种不同的硬件平台。LabVIEW 还具有较完整的代码接口可调用 Windows 动态链接库（DLL）中的函数，以弥补自身的一些不足。

15.9　工程应用举例

这里介绍一个简单的温控仪的数据采集系统，系统共需采集三个点的温度。系统由 89C51 单片机控制。

图 15-38 所示为温控仪的数据采集系统。三个温度通道共享信号调理电路与 A/D 转换器。

传感器采用 AD590 集成温度传感器。

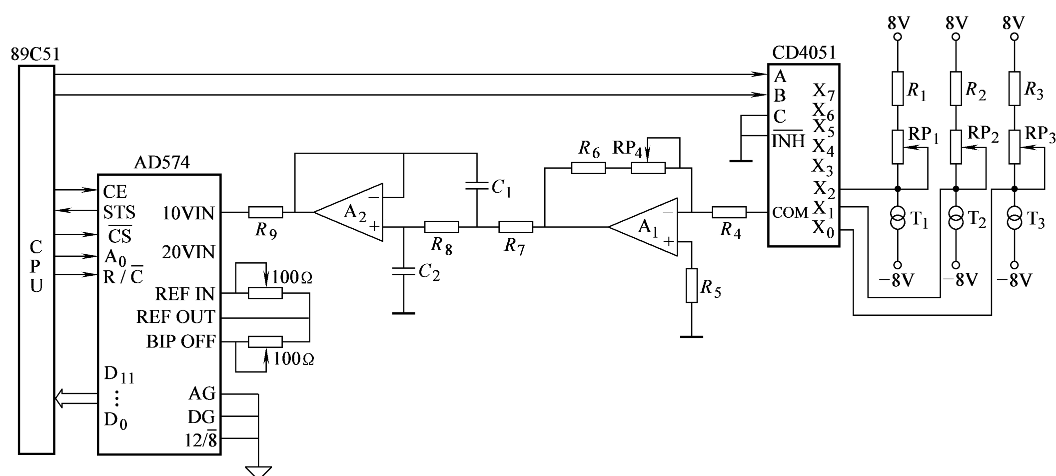


图 15-38 温控仪的数据采集系统

MUX 采用 CD4051 双向八选一模拟开关，其中$\overline{INH}$端为禁止端，当$\overline{INH}$为高电平时，八个通道全不导通。$X_0 \sim X_7$ 为八个通道输入，COM 为这八个通道公共端，A、B、C 为输入选通地址端，由 89C51 控制。CD4051 的真值表见表 15-4。

表 15-4 CD4051 的真值表

C	B	A	$\overline{INH}$	“ON”
0	0	0	0	1
0	0	1	0	2
0	1	0	0	3
0	1	1	0	4
1	0	0	0	5
1	0	1	0	6
1	1	0	0	7
1	1	1	0	8
×	×	×	×	None

信号调理电路采用两级：一级放大，一级低通滤波。放大器采用 OP07 通用集成运放。放大电路的放大倍数取决于采集信号的幅度与 A/D 转换器输入模拟信号范围之间的关系。通常为保证测量精度，被测温度的动态变化范围应与 A/D 转换器的满量程对应。由于温度信号的变化速率很慢，远小于 1Hz，所以，低通滤波器的截止频率设为 10Hz 左右就可以，主要是滤除工频及较高频率干扰。正因为被测信号频率低，所以此系统没有采用采样/保持器。

A/D 转换器采用 AD574 逐次逼近式 A/D 转换器。AD574 是应用广泛、价格适中的一种低功耗 A/D 转换器，它内配三态输出缓冲电路，可直接与各种典型的 8 位或 16 位微处理器相连；输入模拟信号范围可为单极性 0 ~ +10V 或 0 ~ +20V，也可为双极性 −5V ~ +5V 或 −10V ~ +10V；它的转换时间分别为 25μs（12 位转换时）、12μs（8 位转换时）；它的线性工作范围宽，在恶劣环境下也能稳定工作。

$\overline{CS}$、CE、R/$\overline{C}$、12/$\overline{8}$、A_0 是 AD574 的功能控制引脚，它们的配合关系见表 15-5。

表 15-5　AD574 控制输入的真值表

$\overline{CS}$	CE	R/$\overline{C}$	12/$\overline{8}$	A_0	功能
1	×	×	×	×	AD574 不工作
×	×	×	×	×	AD574 不工作
0	1	0	×	0	启动 12 位转换
0	1	0	×	1	启动 8 位转换
0	1	1	接 +5V	×	输出数据格式为并行 12 位
0	1	1	接地	0	高 8 位数据并行输出
0	1	1	接地	1	低 4 位数据并行输出

由表 15-5 可见，$\overline{CS}=0$，CE = 1 时，AD574 才启动转换或者读出数据。在启动转换信号有效之前，R/$\overline{C}$ 必须为低电平，否则要产生读数据的操作。

由于 89C51 为 8 位单片机，所以 12/$\overline{8}$ 接地，即转换数据分两次输出。本例中 AD574 采用的是双极性输入，如采用单极性输入，REF OUT、REF IN、BIP OFF 三引脚的接法略有区别。A/D 转换器是数据采集系统中至关重要的器件，必须严格做好抗干扰措施：首先，要选择噪声小，稳定的电源，且在电源输入端加去耦电容；其次，数字地、模拟地要分别布线，在芯片附近就近接在一起；再者，电路布线时，应使模拟输入尽量远离数字电路，可以用屏蔽线进行屏蔽。

中英文名词对照

B

巴特沃斯滤波器 Butterwoyth filter
贝赛尔滤波器 Bessel filter
半波整流 half-wave rectifier
半导体 semiconductor
半导体存储器 semiconductor memory
半加器 half adder
饱和 saturation
本征半导体 intrinsic semiconductor
比较电路 comparator circuit
比较器 comparator
比例运算 proportional operational
闭环增益 closed-loop gain
编码器 encoder
并联反馈 parallel feedback
波形产生电路 wave form generator circuit
布尔代数 boolean algebra

C

采样保持电路 sample and hold circuit
参数 parameters
测量放大器 measuring amplifier
差分放大器 differential amplifier
差分式减法电路 differential sub-tractor
差模信号 differential-mode signal
差模输入 differential-mode input
超大规模集成电路 very large scale integration
场效应晶体管 field-effect transistor（FET）
程控增益放大器 gain-programmed amplifier
迟滞比较器 comparator with hysteresis
触发器 flip-flop
传输特性 transfer characteristics
穿透电流 penetration current
串联反馈 series feedback
串联型稳压电源 series voltage regulator
存取时间 access time
存储周期 memory cycle
传感器 sensor

D

大规模集成电路 large scale integration（LSI）
带通滤波器 band-pass filter
带阻滤波器 band-reject filter
单稳态触发器 monostable flip-flop
单相半波可控整流电路 single phase half wave controlled rectifier
单相桥式半控整流 single phase bridge contrelled rectifier
导电沟道 conductive channel
低通滤波器 low-pass filter
电感滤波器 inductance filter
电力电子器件 power electronic device
电力晶体管 power transistor
电流并联 current-shunt
电流串联 current series
电流放大系数 current amplification coefficient
电容滤波器 capacitor filter
电压比较器 voltage comparator
电压并联 voltage-shunt
电压串联 voltage-series
电压放大器 voltage amplifier
电压放大倍数 voltage gain
电压跟随器 voltage follower
对数放大器 logarithmic amplifier
多级放大器 multistage amplifier

E

二极管 diode
二-十进制码 binary-coded decimal code

F

发光二极管 light-emitting diode
发射极 emitter
反馈 feedback
反馈类型 feedback configuration
反馈深度 feedback depth
反馈网络 feedback network
反馈系数 feedback coefficient
反相加法器 inverting adder
反相减法器 inverting sub-tractor
方波发生器 square wave generator
框图 block diagram
放大区 amplification region
非门 NOT gate
非线性失真 nonlinear distortion
非线性应用 nonlinear application
分立式电路 discrete circuit
伏安特性 *U-I* characteristics
负反馈 negative feedback
负反馈放大器 negative feedback amplifier
复合晶体管 darlington
幅频特性 amplifier frequency-response
负载电阻 load resistance
负载线 load line

G

高通滤波器 high-pass filter
共发射极接法 common-emitter configuration
共基极接法 common-base configuration
共集电极接法 common-collector configuration
功率场效应晶体管
power metal oxide semiconduct field effect transistor
功率二极管 power diode
功率放大器 power amplifier
共模输入 common-mode input
共模信号 common-mode signal
共模抑制比 common-mode rejection ratio (CMRR)
工作点 operating point
固定偏置 fixed-bias
光电二极管 photodiode
过零电压比器 zero-crossing comparator

H

耗尽层 depletion layer
耗尽型 MOS 场效晶体管
depletion mode MOSFET
互补对称功率放大器
complementary symmetry power amplifier
互补型 MOS 电路
complement metal oxide semiconductor circuit
或门 OR gate
环路增益 loop gain

J

积分器 integrator
基极 base
基本运算电路 basic operation circuit
集成电路 integrated circuit
集成运算放大器 integrated operational amplifier
集电极 collector
集电极开路门 open collector gate
极限参数 ratings parameters
寄存器 register
计数器 counter
简化 simplification
夹断电压 pinch-off voltage
交流 alternating current (AC)
交流反馈 alternating feedback
交流调压器 AC voltage regulator
截止 cut-off
金属-氧化物-半导体

　metal-oxide-semiconductor（MOS）
晶体 crystal
晶体管 transistor
晶体管-晶体管逻辑门电路
　transistor-transistor logic（TTL）
晶闸管 thyristor
静态 statics
静态工作点 quiescent point
锯齿波发生器 saw tooth wave generator
绝缘栅场效应晶体管
　insulated field-effect transistor（IGFET）
绝缘栅双极型晶体管
　（IGBT）insulated-gate bipolar transistor

K

卡诺图 Karnaugh map
开关型直流电路
　switching mode direct power supply
开环电压增益 open loop voltage gain
开启电压 threshold voltage
可编程逻辑器件
　programmable logic device（PLD）
可编程只读存储器 programmable ROM
可擦除只读存储器 erasable ROM
可控硅整流器 silicon controlled rectifier
可控整流电路 controlled rectifier
跨导 transconductance
快恢复二极管 fast recovery diode
扩散 diffusion

L

理想传输特性 ideal transfer characteristics
零点漂移 zero drift
漏极 drain
逻辑代数 logic algebra
滤波电路 filter

M

门极关断晶闸管 gate-turn-off（GTO）thyristor
敏感元件 sensing element
模拟乘法器 analog multiplier
模拟电路 analog circuit
模拟集成电路 analog ICs
模拟多路开关 analog multiplexer
模/数转换器 analog-digital converter

N

N 型半导体 N-type semiconductor
N 沟道 N channel
逆变电路 inverter circuit

P

PN 结 PN junction
P 沟道 P channel
P 型半导体 P-type semiconductor
旁路电容 bypass capacitor
偏流 current bias
偏置电路 biasing circuit

Q

切比雪夫滤波器 Chebyshef filter
全波整流 biphase（full-wave）rectifier
全加器 full adder

R

RC 选频网络 *RC* selection frequency network
热敏电阻 thermal resistance

S

三角波发生器 triangular wave generator
三态逻辑门 tri-state logic gate
射极输出器 emitter follower
失真 distortion
时序逻辑电路 sequential logic circuit
输出电阻 output resistance
输出特性曲线 output characteristic curvilinear
输入电阻 input resistance
输入特性曲线 input characteristic curvilinear

数值比较器 digital comparator
数制 number system
数字电路 digital circuit
数字多路选择器 digital multiplexer
数据采集系统 data acquisition system
数字式传感器 digital sensor
双稳态触发器 bistable flip-flop
随机存取存储器 random access memory
栅极 gate，grid

T

特大规模集成电路 ultra large scale integration
通用型 popular type
通频带 pass band
同步计数器 synchronous counter
同相加法器 non-inverting adder
同相减法器 non-inverting sub tractor

W

微分器 differentiator
稳压二极管 zener diode
无输出变压器功率放大器
output transformerless（OTL）power amplifier
无输出电容器功率放大器
output capacitorless（OCL）power amplifier
无稳态触发器 astable flip-flop

X

线性应用 linear application
线与 wired-AND
小规模集成电路 small scale integration（SSI）
肖特基势垒二极管 schottky barrier diode
信号转换 signal transfer
虚地 imaginary ground
虚短 virtual short circuit
虚断 virtual open circuit

Y

译码器 decoder
移位寄存器 shift register
异步计数器 asynchronous counter
异或逻辑 exclusive-OR logic
硬件描述语言 hardware description language
优先编码器 priority encoder
有源滤波器 active filter
与门 AND gate
与非门 NAND gate
源极 source
运算放大器 operational amplifier

Z

杂质半导体 doped semiconductor
增强型 MOS 场效应晶体管
enhancement mode MOSFET
真值表 truth table
振荡频率 oscillator frequency
振荡器 oscillator
整流电路 rectifier circuit
整流二极管 rectifier diode
正反馈 positive feedback
正弦波振荡器 sinusoidal oscillator
直接耦合放大器 direct-coupled amplifier
直流 direct current（DC）
直流反馈 direct feedback
直流斩波器 direct current chopper
只读存储器 read only memory（ROM）
中规模集成电路 medium scale integration
专用型 special type
专用型数字集成电路
application specific integrated circuit
转移特性 transfer characteristic
状态方程 equation of state
自激振荡器 self-excited oscillator
自偏压 self-bias
阻容-耦合放大器
resistance-capacitance coupled amplifier
组合逻辑电路 combinational logic circuit

部分习题参考答案

第9章

9-5　a）0V，　b）0V，　c）$-6V$　d）$-12V$

9-7　（1）$V_Y = 9V$，$I_A = 1mA$，$I_B = 0$

（2）$V_Y = 5.59V$，$I_A = 0.41mA$，$I_B = 0.21mA$

（3）$V_Y = 6.6V$，$I_A = I_B = 0.37mA$

9-8　$I_Z = 1.91mA$，$I_Z < I_{ZM}$

第10章

10-2　（1）NPN 管：$V_C > V_B$，$U_{CB} > 0$；PNP 管：$V_C < V_B$，$U_{CB} < 0$

（2）NPN 管：$V_B > V_E$，$U_{BE} > 0$；PNP 管：$V_B < V_E$，$U_{BE} < 0$

（3）NPN 管：$V_C > V_E$，$U_{CE} > 0$；PNP 管：$V_C < V_E$，$U_{CE} < 0$

10-3　3.96mA

10-8　（1）0.133mA，5.33mA，8V

（2）0.133mA，10.67mA，0V，工作点升高，晶体管工作状态由放大变为饱和

（3）-152，0.395kΩ，1.5kΩ

10-9　2.5kΩ，200kΩ

10-10　3.6kΩ，180kΩ，5.4V

10-11　（1）250kΩ，2.5kΩ，3.75kΩ

（2）34.5mV

（5）I_B 不变，I_C 减小近一半，U_{CE}增大，$|A_u|$将减小一半

10-12　1.2V

10-13　（1）6.23kΩ，3.9kΩ

（2）$-0.203V$

（3）$-0.721V$

10-14　（1）63μA，2.6mA，5.5V

（2）-93，0.5kΩ，2kΩ

（3）-2.7，2.2kΩ，2kΩ

10-15　36kΩ，12kΩ

10-16　（1）10μA，1mA，5.7V

（2）-7.5，3.7kΩ，5kΩ

（3）r_i 增大，$r_i = 4.04k\Omega$；$|A_u|$减小，$A_u \approx -1.9$

10-17　（1）-0.97，1

（2）2kΩ，21.6Ω

10-18　1，16kΩ，21Ω

10-19　（1）0.077mA，3.84mA，12.5V

（2）1，74.4kΩ，10.5Ω

10-20　−650，39kΩ，10kΩ

10-21　（1）0.01mA，0.5mA，−0.798V，3.45V，−0.1V

（2）5mV，±2mV

（3）−39.8mV，+39.8mV

（4）−79.6mV

10-22　16V

10-23　（1）VT_1、VT_3 构成 NPN 型复合管，VT_2、VT_4 构成 PNP 型复合管，VT_5 和 R_1、R_2 构成 U_{BE}扩大电路，为功率管提供偏置电压。

（2）电阻 R_{E3}、R_{E4}分别作正、反向输出过电流保护，改善非线性失真和稳定静态工作点

（3）调整电阻 R_1，可以改变 VT_5 的 C、E 极间电压，从而调节功率管的偏置电压。

10-24　（2）−3.5V，6mA

10-25　1.8mA，6V，12V

10-26　（1）0.3mA，−0.187V，8.5V

（2）−3，100.046MΩ，30kΩ

10-27　（1）0.33mA，8V

（2）1，1.33MΩ，1.1kΩ

10-28　−11.25

第 11 章

11-1　差动输入减法运算电路；反相输入比例运算电路

11-2　$u_o = 2u_i$

11-3　$u_o = u_i$

11-4　（1）两级之间为电流串联负反馈

（2）$I_L = \dfrac{2u_i}{3R}$

11-5　交直流电压并联负反馈；−40，10kΩ，0

11-6　采用两级级联电路。对 A_1 选 $R_f = 300k\Omega$，$R_2 = 100k\Omega$，$R_1 = 150k\Omega$，平衡电阻 $RP = 50k\Omega$；对 A_2 选 $R_1 = R_f = 200k\Omega$，平衡电阻 $RP = 100k\Omega$

11-7　$u_o = \dfrac{R'}{R''}\left(\dfrac{R_f}{R_3}u_{i3} + \dfrac{R_f}{R_4}u_{i4}\right) - \dfrac{R_f}{R_1}u_{i1} - \dfrac{R_f}{R_2}u_{i2}$，当 $R' = R''$时，$u_o = \dfrac{R_f}{R_3}u_{i3} + \dfrac{R_f}{R_4}u_{i4} - \dfrac{R_f}{R_1}u_{i1} - \dfrac{R_f}{R_2}u_{i2}$

11-8　$u_o = -55u_{i1} - 5u_{i2}$

11-9　a）$-u_i$，b）$-U_T\ln\frac{u_i}{RI_s}$（$u_i>0$），c）$-RI_s e^{\frac{u_i}{U_T}}$

11-10　$u_o=3u_{i1}+4u_{i2}$

11-11　$u_o=\frac{R_5}{R_4}\left(\frac{R_3}{R_1}u_{i1}+\frac{R_3}{R_2}u_{i2}\right)+\left(1+\frac{R_5}{R_4}\right)\left(\frac{R_7}{R_6+R_7}u_{i3}+\frac{R_6}{R_6+R_7}u_{i4}\right)$

11-12　$u_o=-\frac{R_{f2}}{R_4}\left(1+\frac{R_{f1}}{R_1}\right)\frac{R_3}{R_2+R_3}u_i$

11-13　$u_o=-\frac{(R_2R_3+R_2R_4+R_3R_4)}{R_1R_3}u_i$

11-14　$u_o=\sqrt[3]{\frac{100(R_1+R_2)}{R_1}}$

11-15　（1）$-\frac{R_5}{R_4}\left(1+\frac{R_1+R_3}{R_2}\right)(u_1-u_2)$

（2）-12

11-16　a）$U_o=\frac{R_3+R_2''}{R_1+R_2+R_3}U_Z$，$U_o$ 调节范围约为 1～5.2V

b）$U_o=-\frac{R_1+R_2'}{R_1+R_2+R_3}U_Z$，$U_o$ 调节范围约为 −1～−5.2V

11-17　（1）A_1 上 u_+，下 u_-；A_2 上 u_+，下 u_-

（2）和 R_1、R_2 有关，应选 $R_2\geqslant 2R_1$

（3）和 R、C 有关，$f_0=\frac{1}{2\pi RC}$，$C=0.05\mu F$

11-18　（1）图 11-91a 所示的振荡电路不满足起振条件，应将 R_1 和 R_2 的阻值互换一下

（2）15.9Ω

（3）二极管的作用是自动稳幅

（4）应将运放 A_2 构成的比较器参数修改如下：电源 2V 改为 −2.5V；输出端加限流电阻和双向稳压管，且稳压管的参数为 $U_Z=\pm 6V$

11-20　当 $u_i>-2.5V$ 时，$u_o=-6V$；当 $u_i<-2.5V$ 时，$u_o=6V$

11-21　当 $u_i>0V$ 时，$u_o=-U_Z=-6V$；当 $u_i<0V$ 时，$u_o=U_D=0.7V$

11-22　当 $u_i>U_{R2}$或 $u_i<U_{R1}$时，$u_o=U_{OH}$；当 $U_{R1}<u_i<U_{R2}$时，$u_o=0$

11-23　当 $u_i<U_B=2.5V$ 时，$u_{o1}=U_{OH}$，$u_{o2}=U_{OL}$，出 $u_o=U_{OL}$

当 $u_i>U_A=5V$ 时，$u_{o1}=U_{OL}$，$u_{o2}=U_{OH}$，$u_o=U_{OL}$

当 $U_B<u_i<U_A=5V$ 时，$u_{o1}=U_{OH}$，$u_{o2}=U_{OH}$，$u_o=U_{OH}$

第 12 章

12-2　VD_2、VD_4 方向错；VS 方向错；稳压管与电容之间的横线上应串接限流电阻 R

12-3　12Ω

12-4　63～100Ω

12-5　选择二极管。$I_D=\frac{1}{2}I_o=100mA$，$\sqrt{2}U=23.4V$，因此可选用 2CZ52B（最大整流

电流为 100mA，最大反向工作电压为 50V)；选择滤波电容器。一般要求 $R_L C \geqslant (3 \sim 5)T/2$，取 $C = 0.003F$，耐压 50V；17V；0.22A

12-6　200μF

12-8　(1) 24V，48mA

(2) 24mA，28.2V

12-10　a) $U_{\times\times} + U_z$，b) $(1 + R_2/R_1)U_{\times\times}$

第 13 章

13-1　(1) 000100101001

(2) 010110000111

(3) 100010010000

(4) 011101010011

13-5　$F_1 = A + B$；$F_2 = AB$；$F_3 = \overline{AB}$；$F_4 = \overline{A + B}$

13-7　(1) $Y = A$

(2) $Y = 1$

(3) $Y = 0$

(4) $Y = A + BC$

(5) $Y = \overline{A}\,\overline{B} + C$

(6) $Y = AB + \overline{A}C$

13-8　$F_1 = A\overline{C} + \overline{A}D + \overline{A}C$，$F_2 = \overline{A}\,\overline{D} + \overline{B}\,\overline{D}$

13-9　1.4V，0.6V

13-10　a) $Y_1 = \overline{A + B} \cdot \overline{C + D}$

b) $Y_2 = \overline{AB}\,C + \overline{DE\overline{C}}$

c) $Y_3 = AB \cdot \overline{EN} + \overline{C}$

13-11　$Y = \overline{A}B + A\overline{B}$

13-12　$Y = \overline{A}B + A\overline{B}$

13-13　a) $F = \overline{A} + \overline{B} + C$

b) $F = AB + \overline{C}$

13-14　$Y = AB + BC + AC$

13-16　$Y_1 = \overline{A} + BC$，$Y_2 = A\overline{B} + AC$

13-17　$Y = \overline{A}\,\overline{B}\,\overline{C} + B\overline{C}\,\overline{D} + \overline{A}CD$

13-28　a) 8

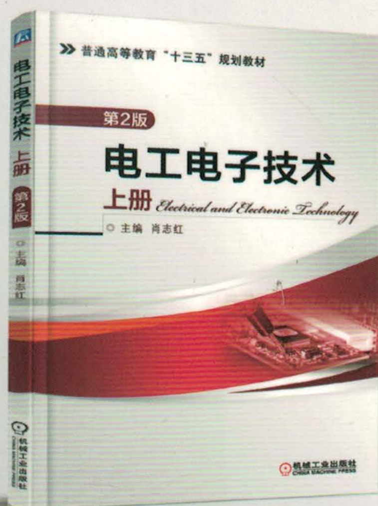
b) 7

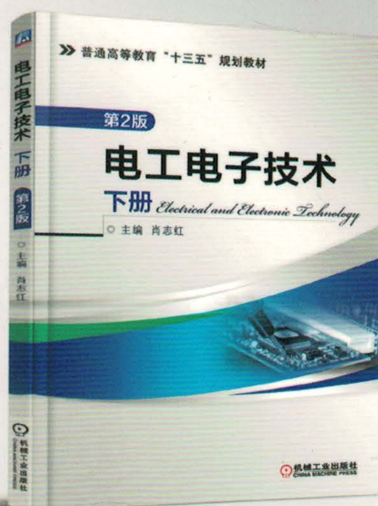
13-29　14

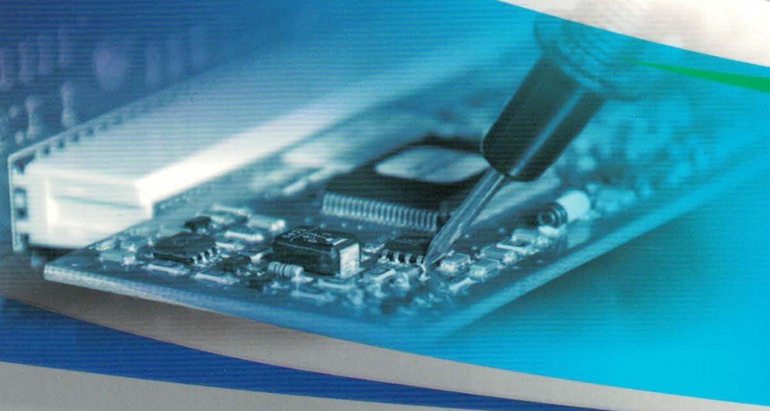
参 考 文 献

［1］ 朱明悦．电工电子技术基础与实训［M］．北京：化学工业出版社，2007.
［2］ 李艳新，米玉琴．电工电子技术［M］．北京：北京大学出版社，2007.
［3］ 李若英．电工电子技术基础［M］．重庆：重庆大学出版社，2008.
［4］ 程开明，唐治德．数字电子技术［M］．重庆：重庆大学出版社，2000.
［5］ 于晓平．数字电子技术［M］．北京：清华大学出版社，2006.
［6］ 渠云田．电工电子技术［M］．北京：高等教育出版社，2003.
［7］ 刘国林．电工电子技术教程与实训［M］．北京：清华大学出版社，2006.
［8］ 孙琳．电工电子技术实用教程［M］．北京：清华大学出版社，北京交通大学出版社，2008.
［9］ 顾永杰．电工电子技术基础［M］．北京：高等教育出版社，2005.
［10］ 李伟凯．数字电子技术［M］．北京：中国农业出版社，2008.
［11］ 史小波，程梦璋，许会芳．集成电路设计 VHDL 教程［M］．北京：清华大学出版社，2005.
［12］ 李晓明．电工电子技术［M］．北京：高等教育出版社，2003.
［13］ 刘峰，孙艳萍．电力电子技术［M］．大连：大连理工大学出版社，2006.
［14］ 刘雨棣．电力电子技术及应用［M］．西安：西安电子科技大学出版社，2006.
［15］ 应建平．电力电子技术基础［M］．北京：机械工业出版社，2003.
［16］ 浣喜明，姚为正．电力电子技术［M］．北京：高等教育出版社，2004.
［17］ 王槐斌，吴建国，周国平．电路与电子简明教程［M］．武汉：华中科技大学出版社，2006.
［18］ 孙肖子，张企民．模拟电子技术基础［M］．西安：西安电子科技大学出版社，2001.
［19］ 秦曾煌．电工学［M］.6 版．北京：高等教育出版社，2004.
［20］ 杨拴科．模拟电子技术基础［M］．北京：高等教育出版社，2003.
［21］ 罗守信．电工学Ⅱ，电子技术［M］.3 版．北京：高等教育出版社，1993.
［22］ 王文辉，刘淑英，蔡胜乐，等．电路与电子学［M］.3 版．北京：电子工业出版社，2006.
［23］ 游平，张克东．电子技术［M］．合肥：安徽科学技术出版社，2008.
［24］ 王远．模拟电子技术［M］.2 版．北京：机械工业出版社，2000.
［25］ 谢沅清，解月珍．电子电路基础［M］．北京：人民邮电出版社，1999.
［26］ 罗良陆．电工电子技术基础［M］．大连：大连理工大学出版社，2006.
［27］ 秦曾煌．电工学（下册）［M］．北京：高等教育出版社，2003.
［28］ 潘兴源．电工电子技术基础［M］．上海：上海交通大学出版社，2003.
［29］ 符磊，王久华．电工技术与电子技术基础［M］．北京：清华大学出版社，1997.
［30］ 苏丽萍．电子技术基础［M］．西安：西安电子科技大学出版社，2002.
［31］ 胡宴如，耿苏燕．模拟电子技术［M］．北京：高等教育出版社，2000.
［32］ 刘全忠．电子技术（电工学Ⅱ）［M］．北京：高等教育出版社，1999.
［33］ 张友汉．电子技术［M］．北京：高等教育出版社，2001.
［34］ 周雪．模拟电子技术［M］．西安：西安电子科技大学出版社，2005.
［35］ 童诗白，华成英．模拟电子技术基础［M］．北京：高等教育出版社，2001.
［36］ 王乃成．电子技术［M］．北京：国防工业出版社，2003.
［37］ 唐竞新．模拟电子技术基础解题指南［M］．北京：清华大学出版社，1998.
［38］ 曾今琴．电工电子技术［M］．北京：人民邮电出版社，2004.

［39］ 胡宴如．模拟电子技术基础［M］．北京：高等教育出版社，2000.
［40］ 王振红，张常年．电子技术实验及综合设计［M］．北京：机械工业出版社，2007.
［41］ 刘波粒．电子技术基础［M］．北京：国防工业出版社，2007.
［42］ 徐卓农，李士军．电工与电子技术：下册［M］．北京：北京大学出版社，2006.
［43］ 徐淑华．电工电子技术［M］．北京：电子工业出版社，2008.
［44］ 张纪，王光明，唐莺．电工电子技术基础［M］．长沙：国防科技大学出版社，2004.
［45］ 毕淑娥．电工与电子技术基础［M］．哈尔滨：哈尔滨工业大学出版社，2008.
［46］ 康华光．电子技术基础（模拟部分）［M］．4 版．北京：高等教育出版社，1999.
［47］ 孙梅．电工学（非电类）［M］．北京：清华大学出版社，2006.
［48］ 黄杭美．电工电子学基础［M］．杭州：浙江大学出版社，2004.
［49］ 林家儒．电子电路基础［M］．北京：北京邮电大学出版社，2004.







地址：北京市百万庄大街22号
邮政编码：100037
电话服务
服务咨询热线：010-88379833
读者购书热线：010-88379649
网络服务
机工官网：www.cmpbook.com
机工官博：weibo.com/cmp1952
教育服务网：www.cmpedu.com
金书网：www.golden-book.com
封面无防伪标均为盗版



机工教育微信服务号

ISBN 978-7-111-54520-0
策划编辑◎**于苏华** / 封面设计◎**张静**



定价：34.00元